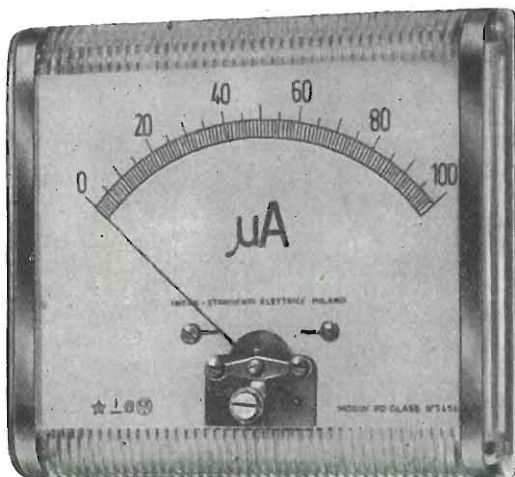
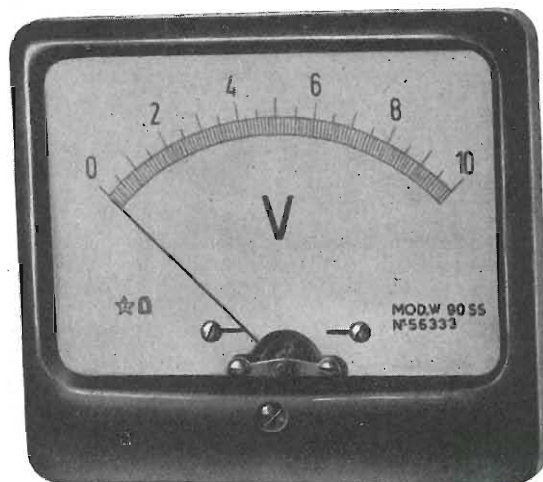
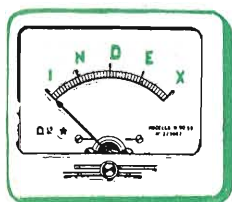
NUMERO
11
LIRE 250

non c'è fiducia senza precisione

TUTTI GLI STRUMENTI

per radiomisure
per telefonia
per elettrotecnica
per elettromedicali
per industria
per laboratori

SERIE GLASS
MODELLO W 70 GLASS - W 90 GLASS
E 70 GLASS - E 90 GLASS

Microamperometri
Milliamperometri
Amperometri
Millivoltmetri
Voltmetri
Ohmmetri
Frequenziometri

da quadro
da pannello
da laboratorio

SERIE SS
MODELLO W 55 SS - W 70 SS - W 90 SS
E 55 SS - E 70 SS - E 90 SS

INDEX S. R. L.

INDUSTRIA COSTRUZIONI STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA
MILANO - Via Nicola d'Apulia, 12 Telefono 24 34 77

Agenzia per l'Italia: **MILANO** - V.LE B. D'ESTE, 35 - TEL. 540806 - 598892 ● **TORINO** - VIA A. PROVANA, 7 - TEL. 82366

S.I.A.E.

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

MILANO - Via Ponte Seveso, 43 - Tel. 60.30.61

OSCILLATORE MODULATO Mod. 229 B

CARATTERISTICHE:

Campo di frequenza
da 250 kHz a 125 MHz ripartito in otto gamme tutte in fondamentale.

Modulazione interna: al 30 % a 800 Hz.

Modulazione esterna: è possibile attraverso appositi morsetti da cui mediante commutazione è anche possibile prelevare il segnale di bassa frequenza e bassa distorsione dell'oscillatore a 800 Hz.

Uscita alta frequenza su cavo terminato.

OSCILLOSCOPIO Mod. 476 A

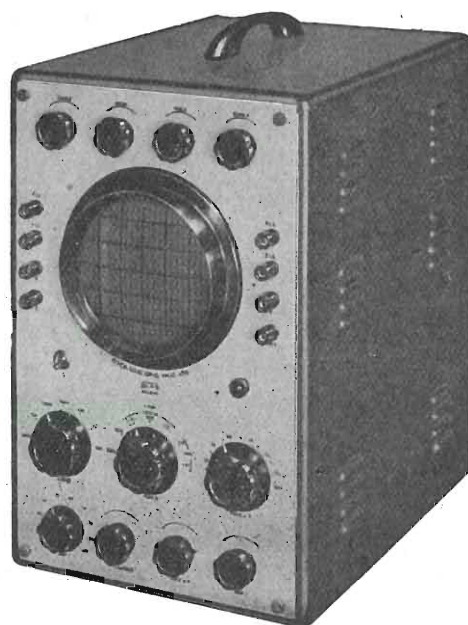
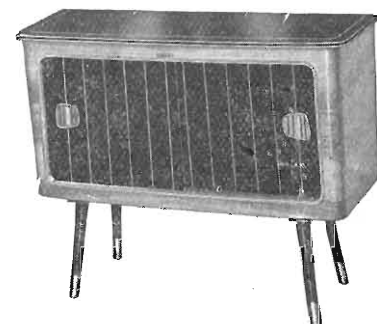
CARATTERISTICHE:

Asse Y - Amplificatore per c. c. e c. a. entrata bilanciata o sbilanciata. Sensibilità 5 mV/m calibrabile mediante apposito segnale interno. Risposta: 3 db fra 0 e 2 Mc/s.

Asse X - Amplificatore per c. c. e c. a.

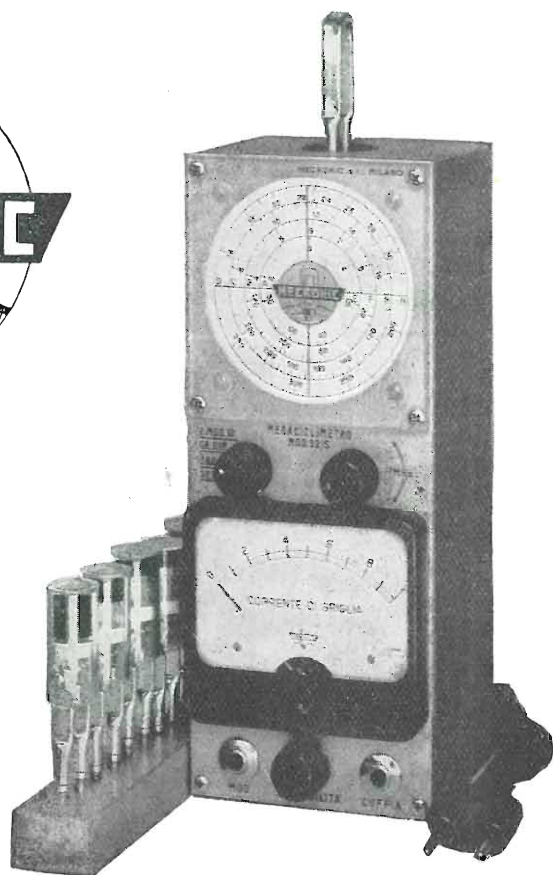
Sensibilità 50 mV/m. Asse X espandibile 5 volte l'ampiezza del tubo.

Asse Z - Modulabile esternamente.

Asse tempi - Fra 2 c/s e 100 Kc/s.

PRODUZIONE 1956 - 57 UN'IMMAGINE DI SOGNO IN UN INCANTO DI SUONO

CONTINENTAL RADIO ELETTRONICA S.p.A.

MILANO - PIAZZA DELLA REPUBBLICA, 11 - VIA MONTE SANTO, 2

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. 130/S

Sonda per R.F. con tubo elettron. - Misura capacità da 10 PF a 4000 PF - Sonda per A.T. fino a 50000 V.
Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da 0,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinoidali da 0,1 a 1500 V; di tensioni c. c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R. F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

MEGACICLIMETRO Mod. 32/S

Taratura di frequenza: ± 2 % Portata: 2 MHz ÷360 MHz generatore di barre

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100 % con barre ecc.

MISURATORE DI CAMPO Mod. 105/SD
Tutti i canali TV ed un canale FM - 12 posizioni

Per la determinazione dell'antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

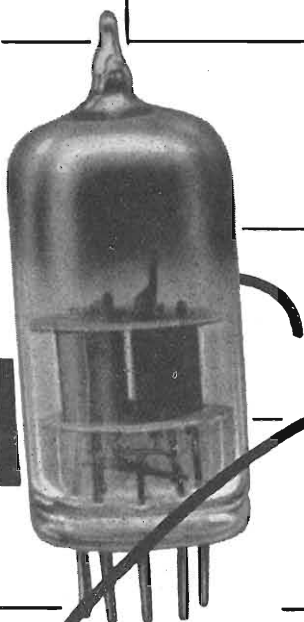
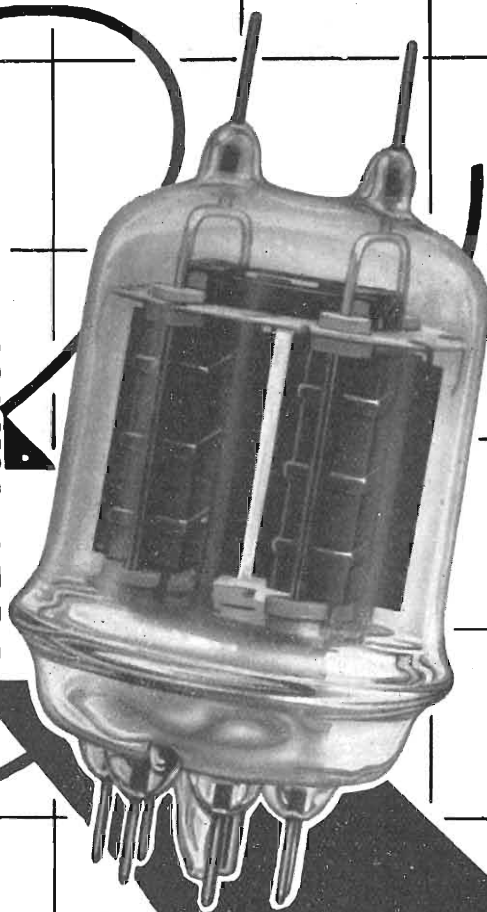
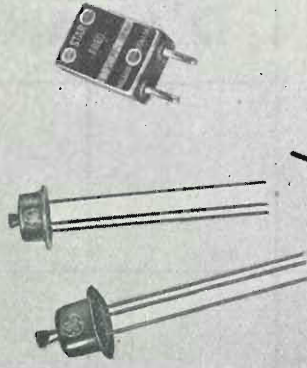
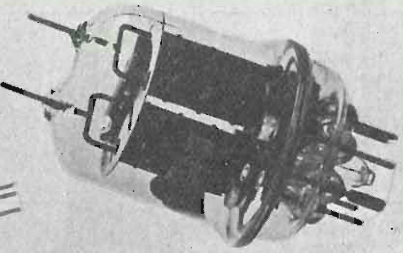
OSCILLATORE MODULATO
Mod. 45/S - **Per Radio FM e TV**

Campo di frequenza: 150 kHz ÷ 225 in 7 gamme. Modulazione: interna a 400-800-1000 Hz - Barre orizzontali - Morsetti per modul. esterna e Barre verticali - Uscita BF - Doppia schermatura - 2 attenuatori.

Novità della ditta **MECRONIC**:

Oscillatore per FM mod. 52/S - Oscillatore panoramico per TV mod. 305/S

MECRONIC - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO JAN 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

ELETTRONICA
D'AVANGUARDIA
TUBI RICEVENTI
TUBI TRASMITTENTI
MARCONI
ITALIANA
VIA CORSICA, 21 - GENOVA
AGENZIE DI VENDITA NELLE PRINCIPALI CITTÀ D'ITALIA

VALVOLE
CINESCOPI
TRANSISTORI
QUARZI
Per i vostri apparati
impiegate i
tubi elettronici
FIVRE
FIVRE
MILANO
Via Guastalla 2 - tel. 700.335 - 700.535

Antenne
TV-MF
KATHREIN
la più vecchia e la più grande fabbrica europea
30 anni di esperienza

RADIO
FERNSEHEN

Gli apparecchi più eccezionali

Radio con compressore armonico
Televisori con la nuova valvola miracolosa E88CC

Sintonizzatori alta classe MF NOROTON
Antenne professionali e ripetitori TV FUBA
Tuner per MF e medie combinate GORLER
Altoparlanti alta fedeltà WIGO
Condensatori tropicalizzati WIMA
Tastiere SEUFFER
Membrane per altoparlanti ROMEN
Cordine Litz autosaldanti PACK
Parti staccate per Industria Radio e Televisione

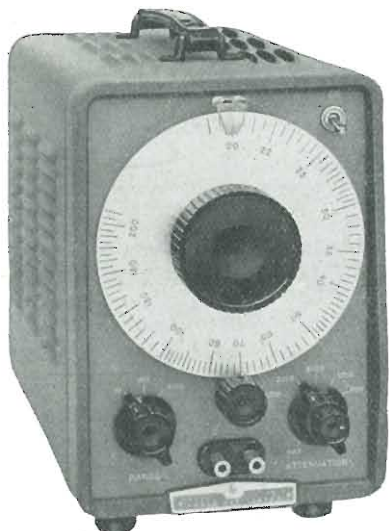
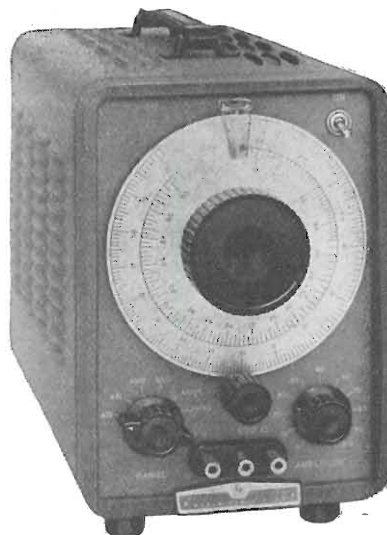
ITALIAN RADIO
MILANO - VIA CRIVELLI, 10 - TELEF. 592.810

HEWLETT - PACKARD Co.

PALO ALTO, CALIFORNIA (U.S.A.)

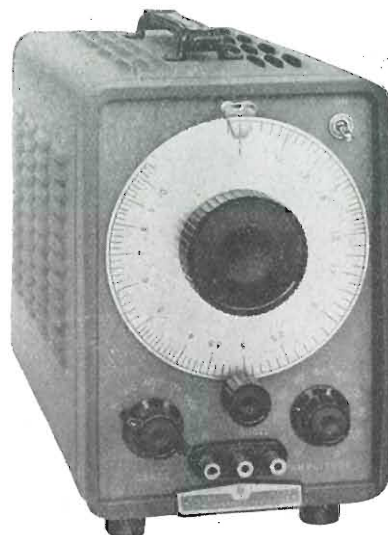
3 NUOVI OSCILLATORI!

Mod. 200-J: da 6 Hz. a 6 kHz. - Per interpolazioni, misure di frequenza, ecc. Per tutte le misure ove occorrono frequenze esattamente note.

- **Distorsione:** inferiore a 0,5 %. **Precisione di taratura:** ± 1 %.
- **Stabilità di frequenza:** ± 2 % o 0,2 Hz.
- **6 Sottogamme di frequenza;** lunghezza effettiva della scala 200 cm.
- **Risposta di frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 160 mW o 10 V. su 600 ohm, 20 V. a circuito aperto.
- **Tensione di rumore:** inferiore a 0,1 % della tensione di uscita.

Mod. 201-C: da 20 Hz. a 20 kHz. - Per misure su amplificatori, altoparlanti per confronti di frequenza, per altre misure « Alta Fedeltà ».

- **Distorsione:** inferiore a 0,5 % sopra i 50 Hz.
- **Stabilità di frequenza:** ± 2 % o 0,2 Hz.
- **Precisione di taratura:** ± 1 %.
- **Risposta di frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 3 Watt o 42,5 V. su 600 ohm.
- **Attenuatore di uscita:** regolazione da 0 a 40 db.; fornisce inoltre impedenza fissa 600 ohm oppure bassa impedenza.

Mod. 202-C: da 1 Hz. a 100 kHz. - Eccellente forma d'onda per misure sub-soniche, audio e supersoniche.

- **Distorsione:** inferiore a 0,5 %. **Tensione di rumore:** inferiore a 0,1 %.
- **Tempo di recupero:** molto breve (5 sec. a 1 Hz.).
- **Risposta in frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 160 mW o 10 V su 600 ohm, 20 V a circuito aperto.

La "HP" COSTRUISCE OSCILLATORI PER OGNI ESIGENZA da 0,008 Hz. a 10 MHz.

STRUMENTI DI MISURA DI PRECISIONE PER TELEFONIA, RADIO, TV

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Via L. Anelli, 13 - MILANO - Tel. 55.30.81

Rappr. Gen. TH. MOHWINCKEL - Via Mercalli 9 - Milano

STRUMENTI DA LABORATORIO A MAGNETE PERMANENTE ED ELETTROMAGNETICI

Mod. C.L. 13 - A.L. 13

μA

CLASSE 0,5 NORME CEI
DIMENSIONI 153x162x60
VOLTMETRI - AMPEROMETRI
MILLIAMPEROMETRI - MICROAMPEROMETRI

C.C.M.

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA C.C.M.
MILANO - Via Barnaba Oriani, 1 - Tel. 90.121

STRUMENTI DA LABORATORIO A MAGNETE PERMANENTE ED ELETTROMAGNETICI

Mod. C.L. 11 - A.L. 11

mV

CLASSE 1 NORME CEI
DIMENSIONI 125x135x50
VOLTMETRI - AMPEROMETRI
MILLIAMPEROMETRI - MICROAMPEROMETRI

NUOVI STRUMENTI
MOD. C.L. 11 - A.L. 11
MOD. C.L. 13 - A.L. 13
CLASSE 1 e 0,5

C.C.M. CASSINELLI & C. MILANO Via B. Oriani 1 Tel. 991121 -

MILANO - VIA PANTELLERIA, 4
TELEFONI: 991.267 - 991.268

SEZIONE PROFESSIONALE

AMPLIFICATORE E FORMATORE VIDEO

PANNELLO CONTROLLO

GENERATORE DI BARRE

PANNELLO FORMATORE SINCRONISMI

PANNELLO COMANDO

ALIMENTATORE STABILIZZ. VIDEO

ALIMENTATORE STABILIZZ. SINCRONISMI

VENTILAZIONE ARIA FORZATA

ALIMENTATORE STABILIZZ. FILAMENTI

AMPLIFICATORE D'ANTENNA

TRASPOSITORE DI CANALI G - H - I

TRASPOSITORE DI CANALI D - E - F

TRASPOSITORE DI CANALI A - B - C

MEDIA FREQUENZA

ALIMENTATORE STABILIZZATO

DISTRIBUTORE VIDEO

GENERATORE DI MONOSCOPIO - Mod. 656

CARATTERISTICHE TECNICHE

SEGNALE EROGATO: informazione video completa di segnali di spegnimento e di sincronismo CCIR 625 righe.
Figura « testa di indiano » RCA - barre verticali - barre orizzontali - reticolo, inseribile a volontà.

TENSIONE DI USCITA: 2 VPP su 75 Ω. - **TUBI IMPIEGATI**: n. 106.

ALIMENTAZIONE: dalla rete a 220 V. - **CONSUMO**: 650 W circa.

DIMENSIONI: 2000 x 600 x 500 mm.

DISTRIBUTORE DI SEGNALI RF Mod. 656-RF

CARATTERISTICHE TECNICHE

GENERATORE: a 9 canali televisivi ad erogazione contemporanea.
MODULABILE dal generatore di monoscopio mod. 656.
PORTANTE AUDIO: modulata a 400 Hz, oppure esternamente.
SEGNALE EROGATO: 0,15 V. livello bianco.
USCITA: su cavo 75 Ω prelevabile in derivazione con attenuatori telescopici Z - 300 Ω bilanciati, segnale max 25 mV.
PORTANTI STABILIZZATE: a quarzo.
Possibilità di esclusione di singoli canali.
PREAMPLIFICATORE - MISCELLATORE: di 2 canali TV per ricezione da antenna e distribuzione contemporanea.
DISTRIBUTORE: di video, segnale a 4 uscite contemporanee.
TUBI IMPIEGATI: n. 79. - **DIMENSIONI**: 1750 x 550 x 360 mm.

è l'apparecchiatura destinata al collaudo TV di fabbrica

11

NOVEMBRE 1956

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

XXVIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70-29-08 / 79-82-30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

NUOVA
FARO
faro
Amplifono
3-V
BONIZANTI

MILANO - VIA CANOVA, 35 - TELEFONO 91619

NOVEMBRE 1956 **11**

Evoluzione della Tecnica TV

IL VISITATORE superficiale dell'ultima Mostra Nazionale della Radio a Milano, non avrà probabilmente notato alcunchè di nuovo o di eccezionale nella nuova produzione di televisione esposta dai vari costruttori italiani.

A prima vista, infatti, salvo differenti esecuzioni o forme del mobile, non appaiono evidenti sensibili progressi o novità tecniche. Se però si esaminano in profondità questi nuovi televisori, salta agli occhi un netto progresso nella tecnica circuitale e costruttiva.

Si sta ora verificando una lenta ma costante evoluzione tecnica intesa a perfezionare ed affinare i risultati positivi già conseguiti in precedenza.
Vari particolari circuitali, a prima vista di scarsa importanza, ma in effetti molto efficaci per l'efficienza e la costanza di comportamento di talune fondamentali funzioni elettroniche nel televisore, si ritrovano nella maggior parte della nuova produzione nazionale. Si può anzi affermare che nessun circuito è rimasto inalterato nei rispetti di quelli dello scorso anno.
La tendenza evidente è quella della diminuzione del numero di valvole e ciò comporta necessariamente un riesame di tutti i circuiti del televisore, onde accrescerne l'efficienza intrinseca.

A questo proposito, va notato che l'industria italiana non si è ancora decisamente accostata ai numerosi tipi di nuove valvole create in questi ultimi tempi dall'industria americana appunto per aumentare l'efficienza di molti circuiti, quali ad esempio amplificatori ad alta frequenza, amplificatori a video frequenza, separatori di sincronismo, sincronizzazione e deflessioni, e qualche altro ancora. Queste nuove valvole si diffonderanno via via nel prossimo futuro, particolarmente se l'industria nazionale ne inizierà la produzione: qualche tipo però si importa già correntemente.
Comunque, anche prescindendo all'adozione di tali nuove valvole, ottimi risultati si sono raggiunti lavorando di cesello sulla funzionalità di vari circuiti e seguendo ragionati criteri scientifici e non facili metodi empirici di imitazione.
Si ha la netta impressione che oggi la tecnica circuitale del televisore è nettamente dominata in sede preventiva di progetto anche nei più minuti particolari costruttivi. Di ciò, oltre che beneficiarne in semplicità e costo la tecnica costruttiva, ne ritrae immenso vantaggio la sicurezza e stabilità di funzionamento che si traducono in una netta diminuzione del pesante onere commerciale del servizio di assistenza tecnica dei televisori.

A questo sensibile miglioramento dell'efficienza e sicurezza di funzionamento dei televisori, hanno anche contribuito la migliorata qualità e la migliorata efficienza di molti componenti quali condensatori, resistenze, trasformatori d'ogni genere, ecc. Lo stesso non si può però ancora dire delle valvole che oggi costituiscono purtroppo la maggior fonte di avarie e disservizi dei televisori. Quest'ultima circostanza spiega comunque il motivo della creazione di nuovi tipi di valvole, sopraccennato.
In effetti, in tutti i circuiti televisivi, le valvole sono sfruttate al massimo delle loro possibilità, cimentandole quindi severamente, coi nuovi tipi, particolarmente studiati per specifiche applicazioni, tale cimento logicamente diminuisce e la sicurezza d'esercizio viene aumentata.
Anche i tubi catodici sono migliorati in qualità, rendimento e durata. Ne consegue un miglioramento apprezzabile della qualità delle immagini a causa di una migliore ottica elettronica del pennello catodico e di una più efficiente costituzione dello schermo fluorescente, originati da processi tecnologici più affinati.

È quindi tutto un complesso di piccoli perfezionamenti e miglioramenti che fa dei televisori di recente produzione, dei piccoli capolavori di tecnica elettronica. Anche l'istruzione generale, le conoscenze specifiche e soprattutto l'esperienza dei numerosi

(il testo segue a pag. 524)

Fig. 53 - Angoli di fase del demodulatore e amplificazioni del canale nel sistema arancio-ciano a larga banda, F.C.C.

Elementi di Televisione a Colori

dott. ing. Antonio Nicolich

10. - DESCRIZIONE DEI CIRCUITI ATTI ALLA RICEZIONE DEL COLORE.

In questo paragrafo si accenna ad un ricevitore progettato secondo le norme americane approvate dalla FCC (Federal Communications Commission). Non si riportano di proposito altri schemi di ricevitori di TV a colori, perchè all'atto della pubblicazione risulterebbero certamente superati, data la rapidità di evoluzione di questa tecnica. Tuttavia descriveremo qui, come si è detto, limitatamente ai circuiti interessati dal colore, un esempio classico di ricevitore americano. Infine a conclusione di questo articolo, dopo l'esame dei tubi di sintesi per immagini cromatiche, si farà parola del recente ricevitore RCA il cui schema, comportante 26 soli tubi elettronici in tutto, è stato pubblicato nel dicembre 1955.

La fig. 53 mostra gli angoli di fase del demodulatore richiesti per i segnali I e Q e le relazioni fra essi ed i tre segnali differenze di colore. Essi determinano le unità matrici, che realizzano la conversione dei segnali I e Q nei segnali $B' - E'_Y$; $R' - E'_Y$; $V' - E'_Y$. Sono necessari solo due demodulatori in quadratura. La fig. 54 è lo schema a blocchi del gruppo di sintesi del colore. Per questo ricevitore gli stadi che precedono l'amplificatore video, sono poco diversi da quelli relativi ad un ricevitore in bianco e nero; le varianti riguardano essenzialmente l'eliminazione delle irregolarità nella risposta di fase nell'intorno della frequenza subportante, e l'ottenimento di una curva di risposta in ampiezza uniforme fino a 4 ÷ 4,2 MHz sopra la portante video. All'uscita dell'amplificatore video il segnale video composto segue due vie. La prima è quella del canale monocromatico; in essa il segnale è fortemente attenuato alla frequenza subportante per ridurre la visibilità delle punteggiature; esso viene immesso in una linea di ritardo per egualizzare il ritardo totale che subiscono il segnale monocromatico e i segnali differenza di colore, che sono successivamente sommati insieme per produrre i segnali cromatici. La seconda via è quella del segnale di crominanza, che è selezionato da un filtro passa banda e genera i segnali I e Q agendo su una coppia di demodulatori sbilanciati seguiti ognuno di filtri passa basso aventi appropriate caratteristiche di trasmissione. Un generatore dell'onda subpor-

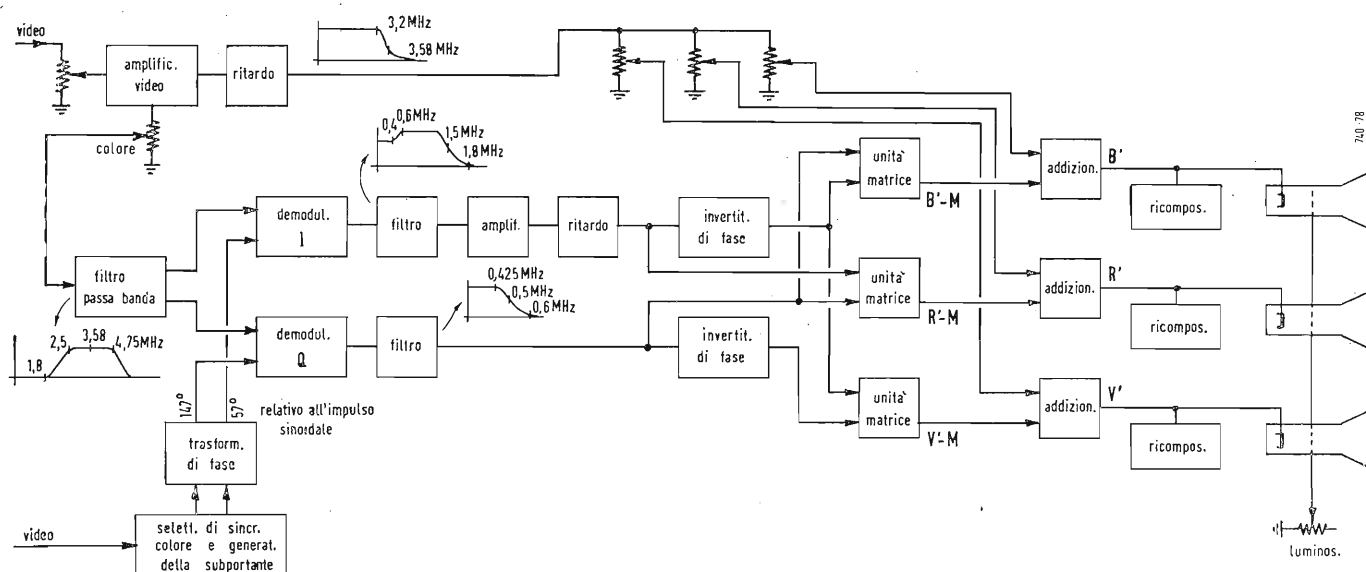



Fig. 54 - Schema a blocchi dei circuiti per ricavare i segnali di colore.

(parte quinta)

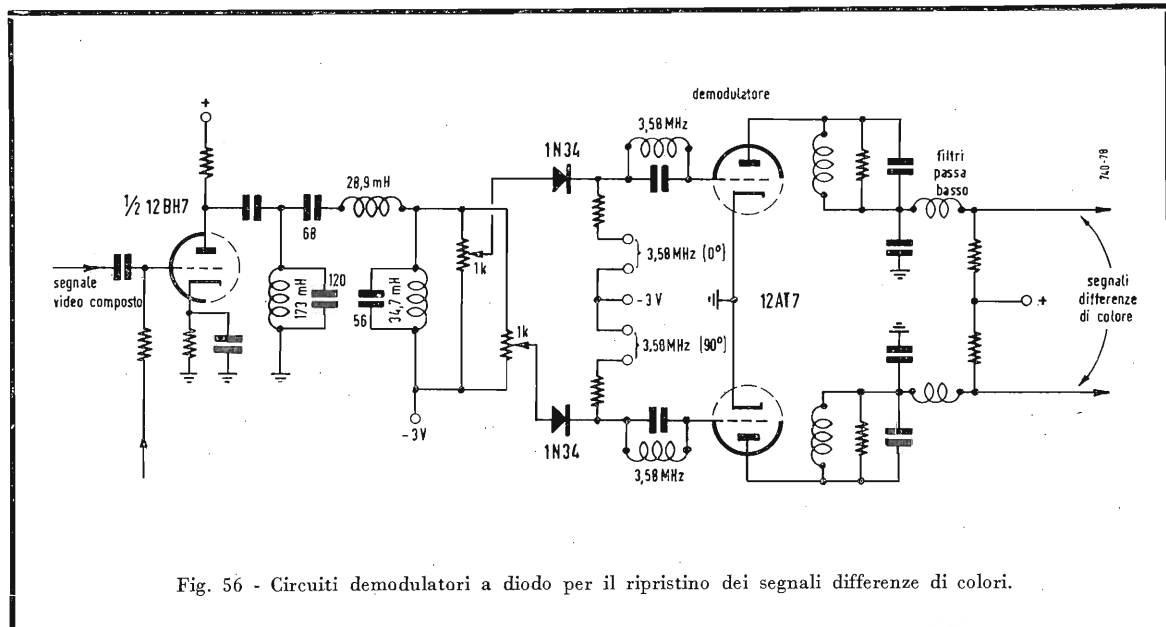



Fig. 56 - Circuiti demodulatori a diodo per il ripristino dei segnali differenze di colori.

tante sincronizzato dal gruppo sinoidale campione ricevuto, fornisce la portante ad entrambi i demodulatori, attraverso ad un trasformatore di fase. I segnali differenze di colore si ricavano dai segnali *I* e *Q* attraverso le unità madri e dai segnali di colore stessi; e infine sommando il segnale in bianco e nero. Tre ricompositori di componente continua sono interposti prima del riproduttore tricromico, per ristabilire il livello del nero. La scomposizione del segnale di crominanza nei segnali *I* e *Q* può essere effettuata in molti modi; così si possono impiegare circuiti demodulatori bilanciati o sbilanciati, con elementi convertitori a diodi o a tubi pentagriglia. Comunemente si preferiscono i demodulatori sbilanciati, ad onta del fatto che con modulatori bilanciati non sono più necessari i filtri passa banda, perchè questa economia viene frustrata dalla formazione di fonti di intermodulazione, imputabile all'applicazione del video segnale completo al demodulatore, per cui è necessario aumentare le schermature mentre aumentano le difficoltà di regolazione del ricevitore. Un circuito economico, di facile regolazione e assai compatto è quello con un solo tubo finale mostrato in fig. 55-a). Il pentodo miniatura 6AS6 richiede un livello relativamente basso della portante di riferimento applicata alla griglia suppressore, per controllare il flusso elettronico emesso dal catodo; il pentodo 6AS6 ha un alto livello di uscita di segnale, un buon guadagno di conversione ed un favorevole rapporto del guaadgno di conversione al guadagno dell'amplificatore. Il filtro passa banda posto all'entrata in fig. 55-a) e un filtro k-costante di bassa impedenza (500 Ω) con una risposta piatta da 2,5 a 4,75 MHz; la sua bassa impedenza rende minima l'interazione dei due circuiti demodulatori. All'uscita del demodulatore sono disposti i filtri ad impedenza relativamente alta, previsti dallo schema a blocchi di fig. 54, diversi per banda passante per i due canali *I* e *Q*, allo scopo di mantenere i segnali ad un alto livello. Le resistenze di 82 Ω nei circuiti delle griglie prima e seconda, servono ad eliminare oscillazioni parassite facili ad innescarsi. I due demodulatori devono essere schermati molto efficacemente l'uno dall'altro, per evitare oscillazioni alla frequenza di riferimento nel modulatore con una relazione di fase dannosa. La fig. 55-b) riproduce le caratteristiche del demodulatore per opportuni valori di polarizzazione di griglia. Il parametro che distingue ciascuna curva è la tensione punta-punta della portante di riferimento applicata alla griglia suppressore. Si vede che per una subportante di 20 V punta-punta, e con un segnale cromatico all'ingresso di ± 3 V, si ottiene una risposta praticamente uniforme entro un campo di ± 25 V.

La fig. 56 rappresenta un circuito demodulatore a diodo. In esso il video segnale composto è applicato all'entrata di un amplificatore a triodo, mantenuto all'interdizione da una polarizzazione di soppressione del colore, ogni qualvolta il ricevitore è predisposto per la ricezione di una emittente in bianco e nero. Ciò è particolarmente opportuno nei ricevitori nei quali la subportante locale è sincronizzata col C.A.F., come in fig. 34, per evitare figure di interferenza, imputabili agli spostamenti della frequenza subportante. La polarizzazione del triodo è ricavata dall'amplificatore del gruppo sinoidale di comando, e diviene negativa quando

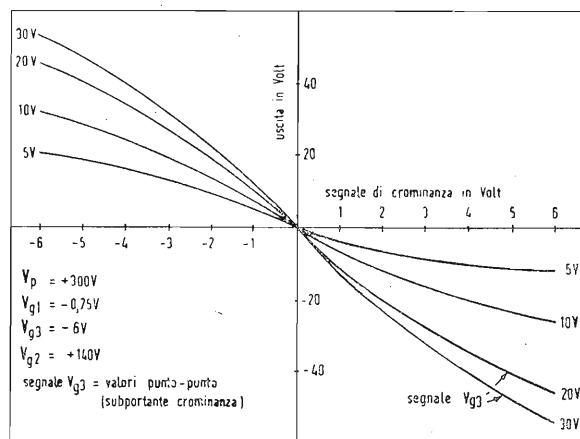
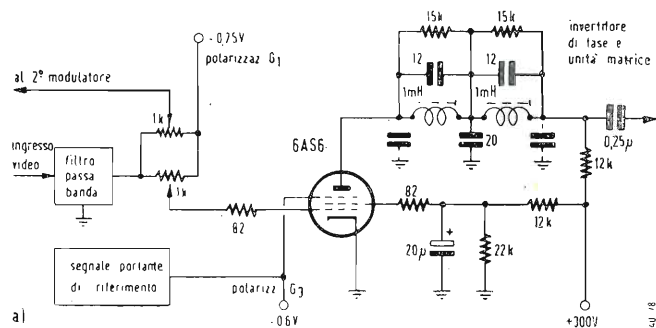



Fig. 55 - Circuito demodulatore: a) Circuito; b) Caratteristiche di demodulazione.

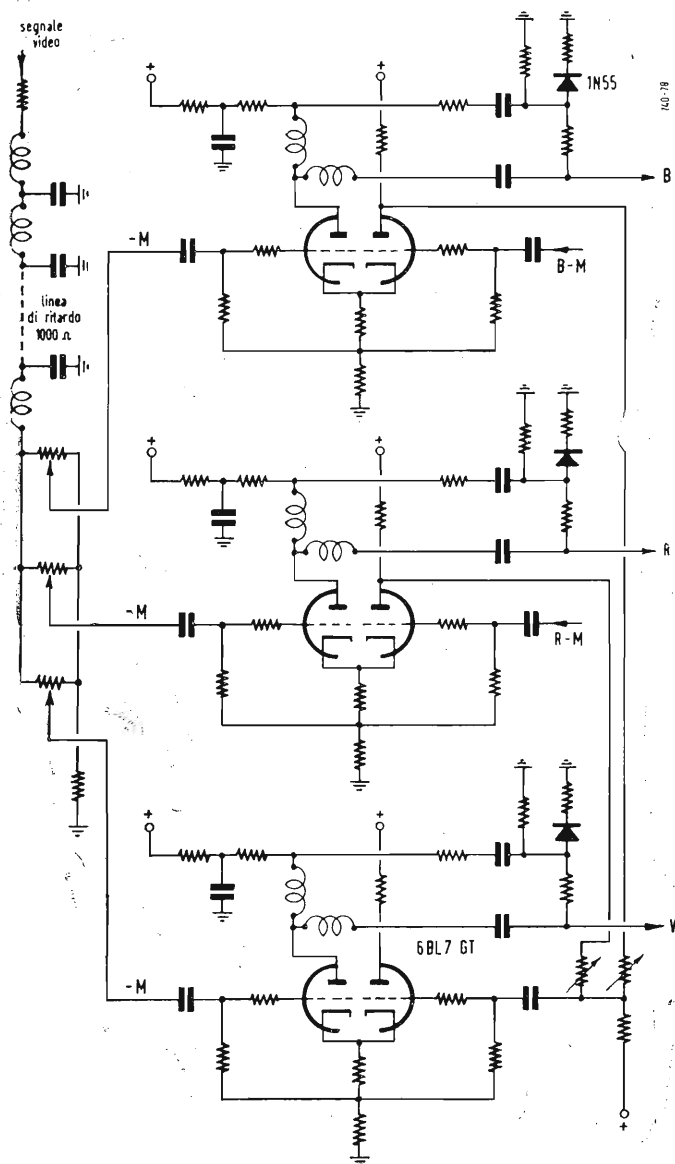



Fig. 57 - Circuiti di addizione per i canali dei tre colori.

manca tale segnale sincronizzante per il colore. All'uscita dell'amplificatore il segnale attraversa un filtro passa banda per l'eliminazione delle componenti di bassa frequenza della luminosità, quindi perviene a due demodulatori a diodi seguiti ciascuno da un amplificatore a triodo.

Le due componenti in quadratura dell'onda subportante sono introdotte con ampiezza pari a 4 o 5 volte quella del segnale di crominanza per sopprimere le armoniche dei segnali differenze di colore all'uscita del demodulatore. I circuiti risonanti parallelo disposti in serie alle griglie degli amplificatori, funzionano da trappole per la frequenza subportante. I successivi filtri passa basso selezionano i segnali differenze di colore di bassa frequenza I e Q, all'uscita degli amplificatori. Il segnale composto, formato essenzialmente dal segnale monocromatico M, viene applicato ad una linea di ritardo artificiale costituita da tronchi a filtri passa basso aventi l'impedenza caratteristica di 1000 Ω (v. fig. 57). Il segnale in uscita da questa linea è distribuito da un lato a tre doppi triodi funzionanti da addizionatori, mentre i tre segnali differenze di colore sono applicati all'altro lato. La somma dei segnali ha luogo nei circuiti del tubo riproduttore tricromico. In ciascun canale si provvede a stabilire il livello c.c. per mezzo delle componenti di bassa frequenza dei segnali sincronizzanti con l'intermediario di un diodo raddrizzatore a cristallo 1N55.

Non è male ammonire nuovamente che i circuiti ora descritti hanno il valore di un esempio, ma che essi non rappresentano l'unica soluzione dei problemi inerenti, i quali possono essere risolti in svariatissimi altri modi, suggeriti da criteri economici.

11. - CIRCUITI DI PRINCIPIO PER LA FORMAZIONE DEI SEGNALI DI CROMINANZA E MONOCROMATICO.

Un possibile schema a blocchi completo per la generazione dei segnali in oggetto è rappresentato in fig. 58. Esso permette di realizzare i segnali bianco e nero e del colore secondo le norme americane stabilite dalla F.C.C. Si incomincia col formare (approssimativamente) il segnale E'_y di luminanza (equazione [26]) sommando nelle prescritte proporzioni i segnali generati dalle tre telecamere del rosso, del verde e del blu, opportunamente modificati per la correzione del gamma.

Con un analogo processo di somma e sottrazione dei segnali delle telecamere, usando le unità matrici e gli invertitori di fase, si generano i due segnali I e Q (E'_I; E'_Q) specificati dalle relazioni [30] e [31]. Questi segnali, dopo essere passati attraverso i filtri passa basso richiesti dal sistema a larga banda arancio-blu, sono convertiti in segnali in controfase dai differenziatori di fase. Circuiti clamp comandati dai segnali sincronizzanti stabiliscono il livello di fondo dei quattro segnali così ottenuti. Successivamente i segnali pervengono ai modulatori bilanciati, nei quali le portanti a 3,58 MHz sono in quadratura. A questo punto si sommano insieme i segnali forniti dai due modulatori e quello ricavato da un terzo modulatore analogo pilotato dal gruppetto sinoidale sincronizzante del colore. Seguono due addizionatori, nei quali si provvede ad aggiungere il segnale di crominanza al segnale di luminanza opportunamente ritardato e al piedestallo. Il corretto livello c.c. è ristabilito da un circuito clamp di uscita; l'unità di generazione dei segnali termina con uno stadio di uscita a trasferitore catodico a bassa impedenza.

La fig. 59 indica il circuito pratico per la generazione del segnale colorato dal canale I. Circuiti a resistenza provvedono a sommare i segnali parzialmente invertiti in fase. L'unità filtrante di collegamento è inserita nel circuito di uscita di uno stadio amplificatore separatore. Due tubi convertitori pentagriglia 6SB7Y costituiscono il modulatore bilanciato. Poichè i modulatori bilanciati generano solo le bande laterali delle armoniche dispari della portante, all'uscita non è presente il segnale modulante, quindi non sono necessari filtri passa banda per il segnale di crominanza. La fig. 60 mostra le caratteristiche dei filtri passa basso per i segnali I e Q. Il segnale Q si estende nel campo di frequenza interessata dalla trasmissione a doppia banda. Il segnale I è mantenuto praticamente costante fino a 1,3 MHz.

Nel ricevitore si dovrà disporre i circuiti necessari per compensare la trasmissione monobanda conseguente all'attenuazione crescente del canale video oltre i 4,1 MHz.

(*continua*)

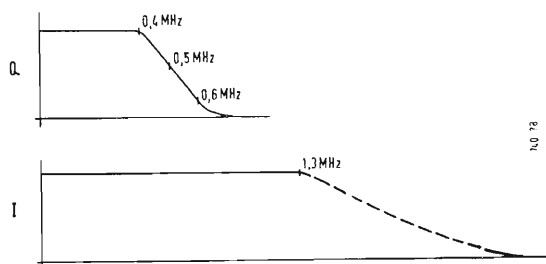



Fig. 60 - Caratteristiche del filtro passa basso del trasmettitore.

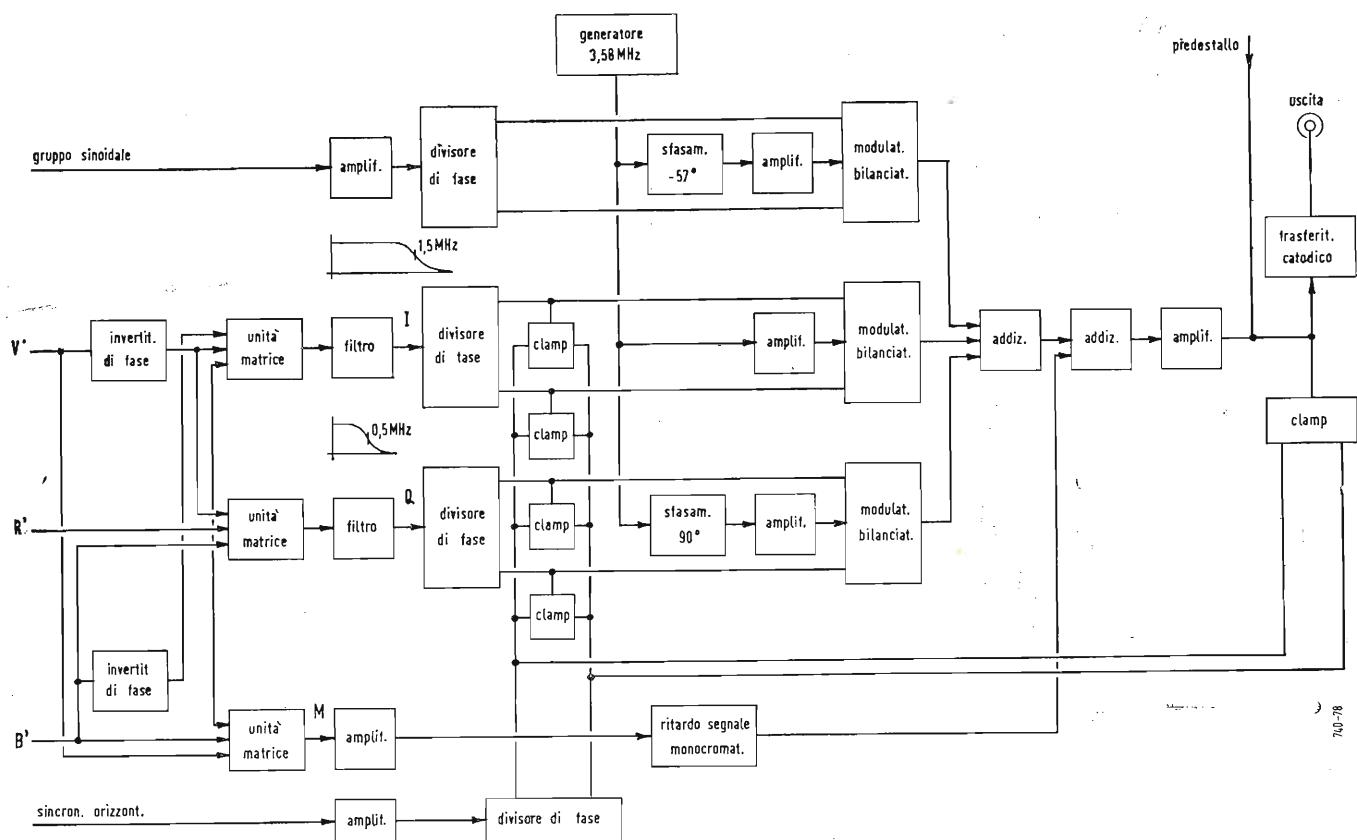



Fig. 58 - Schema a blocchi dei circuiti per la generazione dei segnali di crominanza e monocromatico.

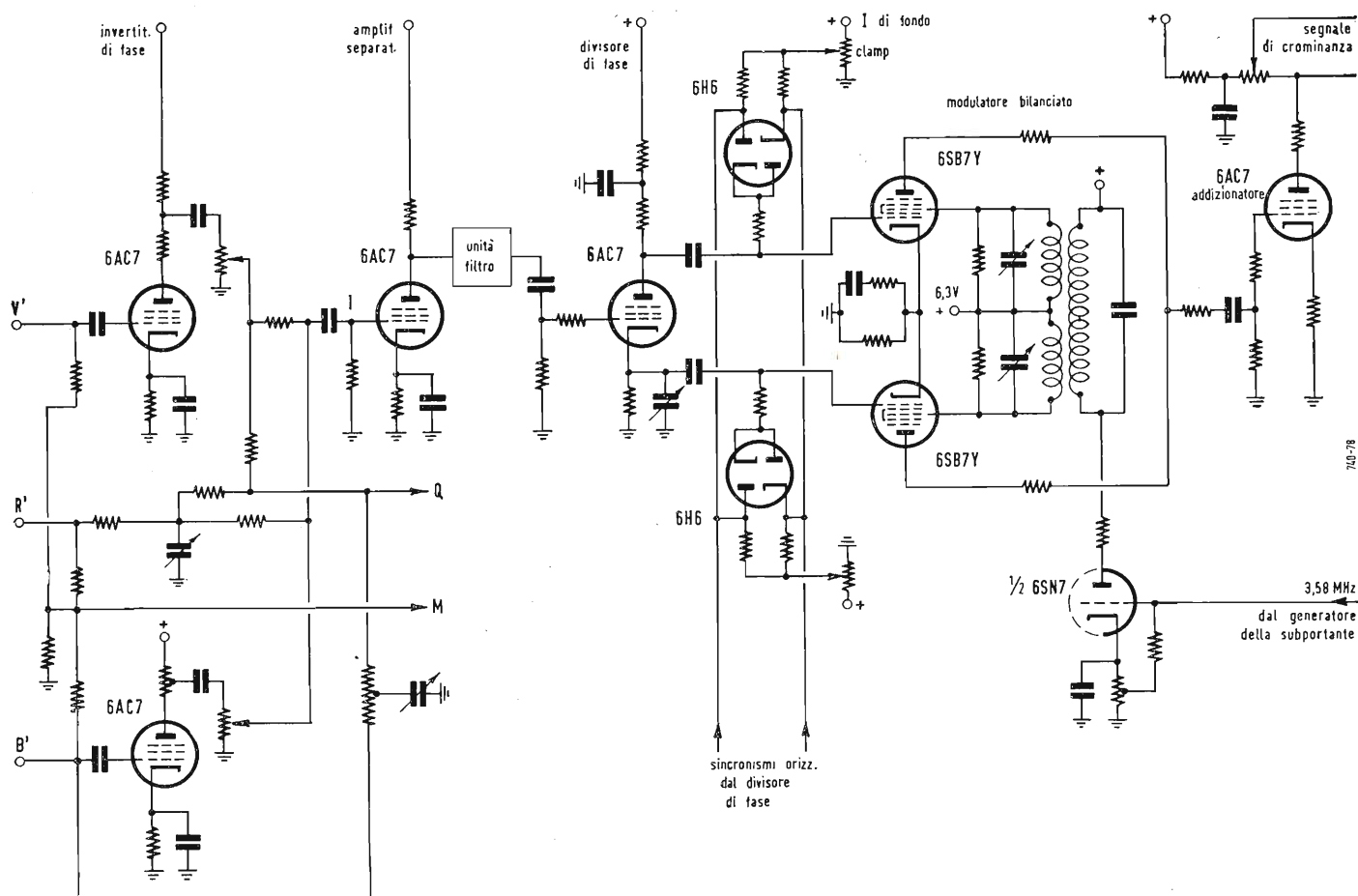



Fig. 59 - Generazione del segnale di crominanza: canale I di colore.

Progetto di un articolo costituzionale sulla radiodiffusione e la televisione in Svizzera

Il Consiglio Federale ha pubblicato, nel luglio scorso, il progetto di un decreto concernente l'inserzione nella costituzione di un articolo 36 bis sulla radiodiffusione e la televisione. Il testo è il seguente:

« La Legislazione sulla radiodiffusione e la televisione è di competenza federale. La costruzione e l'esercizio delle stazioni trasmittenti spettano alla Confederazione. La Confederazione incarica del servizio dei programmi uno o più istituti di diritto pubblico o privato. Essa vigila che le esigenze spirituali e colturali dei cantoni, come pure quelli delle diverse parti del Paese, dei diversi ceti della popolazione e delle diverse regioni linguistiche, siano presi ugualmente in considerazione ».

Questo progetto di decreto sarà sottoposto al voto del popolo e dei cantoni. Il Consiglio Federale lo commenta in un messaggio datato del 3 luglio, dove si legge tra l'altro:

« Poichè la radiodiffusione e la televisione, hanno un carattere pubblico e si indirizzano all'insieme della popolazione che costituisce una comunità morale e intellettuale su cui esse esercitano una influenza, è necessario introdurre delle regole particolari nello statuto giuridico di queste istituzioni.

Oggetto di un servizio pubblico, i programmi devono tanto servire l'interesse del Paese e della cultura, quanto soddisfare i desideri degli abbonati e delle autorità. La radiodiffusione e la televisione cessano perciò d'essere un affare privato. La parentela stessa che esiste tra la radiodiffusione e la televisione ci consigliano di fissarne lo statuto giuridico in un solo e unico articolo ».

Anticipando poi, sul contenuto di una futura nuova legislazione sulla radiodiffusione e sulla televisione, il Consiglio Federale sottolinea che i problemi ardui che si presenteranno nell'uno e nell'altro campo, esigeranno, per essere risolti, ricerche e trattative che occuperanno un notevole tempo. La legge e l'articolo costituzionale sono due cose completamente diverse. Il solo scopo dell'articolo costituzionale è quello di conferire alla Confederazione il potere di legiferare ». La futura legge dovrà, naturalmente, regolare la costruzione delle stazioni trasmittenti con tutto ciò che essa comporta; organizzare il servizio dei programmi, conferire i diritti d'uso necessari, definire l'ufficio delle autorità come i diritti e gli obblighi degli ascoltatori e dei telespettatori; pronunciarsi sui problemi della libertà di trasmissione, del diritto d'autore, e della protezione contro i disturbi delle trasmissioni.

Bisognerà anche « designare le autorità di sorveglianza che garantiranno l'applicazione delle disposizioni stabilite, e creare la base legale che darà alle autorità la competenza di risolvere certi problemi riguardanti i programmi che toccano — per esempio — i rapporti della Svizzera con l'estero o l'ordine pubblico. Il Consiglio Federale è stato designato nella concessione esistente, come autorità di sorveglianza In avvenire questa funzione gli resterà, ma avrà la possibilità di delegare i suoi poteri a un dipartimento. In tutti i modi la legge dovrà dire chiaramente che l'autorità di sorveglianza non deve mai mutarsi in un organo statico di direzione, nè cercare di influenzare i programmi. L'autonomia degli istituti incaricati del servizio di trasmissione, è anch'esso un principio che a legge dovrà contemplare. *(Uer)*

La televisione a colori nelle statistiche americane

Le statistiche tratte da « Electronics » del luglio 1956 dimostrano che al 1° giugno il numero di stazioni collegate a una rete di TV a colori, raggiungeva negli Stati Uniti, i 203 in 141 città.

Il CBS contava 117 stazioni attrezzate per ritrasmettere i programmi di televisione a colori, 32 stazioni appartenenti a questa rete possedevano inoltre delle apparecchiature di proiezione di diapositive a colori e 30 installazioni per la proiezione di film a colori. 8 stazioni contemporaneamente disponevano di una apparecchiatura di proiezione di film e diapositive a colori e di studi per la realizzazione di programmi dal vivo. La NBC possedeva all'inizio di quest'anno, 32 stazioni attrezzate per la proiezione di diapositive o di film a colori, 11 erano in grado di realizzare dei programmi a colori dal vivo.

L'NBC si attiene sempre, dal canto suo, alla linea di condotta che si è prefissa, allo scopo di non impiantare delle stazioni, prima di un conveniente sviluppo del mercato, di ricettori di televisione a colori.

L'avvenimento notevole, trattato in queste ultime settimane della stampa americana, è la decisione presa dalla RCA di fissare il prezzo del suo ricevitore più economico a meno, di 500 $, cifra considerata, da molto tempo come un limite da superarsi, perchè cominci uno smercio notevole di ricevitori. La RCA in pratica, introduce nelle serie di ricevitori 1956-57 un nuovo apparecchio al prezzo di 495 $. Questo prezzo è di 200 $ inferiore a quello del modello meno caro della serie precedente.

È ugualmente il prezzo più basso praticato finora sul mercato dei ricevitori di televisione a colori. Questa decisione ha suscitato qualche controversia negli ambienti della produzione, che sembrano temere che i pochi benefici ottenuti da questa operazione, non vadano a detrimento del mercato del « nero e bianco » già in periodo di depressione.

Ma già l'esempio è seguito da ditte concorrenti. L'« Admiral » annuncia la fabbricazione d'un ricevitore che sarà venduto a 499,50 $. La « General Electric » pone in vendita un modello da 495 $ paragonabile a quello della RCA. Segnaliamo ancora che la « Paramaunt Pictures » annuncia che il procedimento di ricezione a colori messo a punto dai « Chromatic Television Laboratories » sarebbe alla vigilia della commercializzazione. Secondo il direttore della ditta, questo procedimento permetterebbe di mettere in vendita un apparecchio a un prezzo inferiore a 400 $. *(Uer)*

Registrazione di televisione su nastri magnetici

Noi abbiamo recentemente dato un breve resoconto d'una dimostrazione di registrazione magnetica d'immagini di televisione, effettuata, nell'aprile scorso a Chicago. L'apparecchiatura usata, concepita e realizzata dall'Ampex Corporation e conosciuta sotto il nome di « Videotape » ha suscitato una forte impressione tra le numerose personalità di radiodiffusione riunite a Chicago in occasione dell'Assemblea annuale del NARTB. Secondo la stampa tecnica essa avrebbe suscitato l'attenzione più che la stessa televisione a colori.

È ora possibile trovare dei resoconti tecnici dettagliati sull'apparecchiatura in questione. Per ottenere la velocità dello svolgimento del nastro rispetto alla testa di registrazione (o di lettura), necessaria per registrare realmente le frequenze fino a 4 MHz, il nastro scorre a una velocità uniforme di 38,2 cm/s, mentre un tamburo portante 4 teste ruota a una velocità di 14.400 g/m in un piano perpendicolare, in modo che le teste traversino lateralmente il nastro; quando una testa raggiunge il bordo del nastro, un'altra comincia a traversarlo.

Il nastro è dunque esplorato da una serie di linee pressapoco perpendicolari all'asse di scorrimento. Non vi è assolutamente nessun rapporto tra queste linee e quelle d'una immagine di televisione. La componente sonora del programma di televisione è registrata lungo un bordo del nastro seguendo un procedimento perfettamente standardizzato. Sull'altro bordo del nastro, si registra un segnale speciale per la correzione della velocità di rotazione del tamburo che porta le teste. Il nastro utilizzato è di tipo corrente, ma la sua larghezza è di 50 mm. Le bobine hanno un diametro di 35 cm circa ciò che consente 60 minuti di registrazione. L'apparecchiatura si presenta sotto forma di un armadio verticale e funziona quasi automaticamente. Non prevede possibilità di cancellazione e le parti di nastro non desiderabili devono essere soppresse tagliandole e rincollando poi le estremità del nastro utile. Sembra che il rapporto segnale - rumore sia debole, se la cancellazione non è fatta contemporaneamente per tutta la bobina, allorchè non si ha più bisogno della registrazione.

Il modello attuale ell'apparecchiatura « Videotape » si applica per ora solo alla televisione monocroma, ma l'Ampex Corporation spera di superare entro l'anno le difficoltà d'adattamento del principio, alla televisione a colori.

Alla fine del mese d'aprile, si annuncia che l'Ampex Corporation aveva ricevuto l'ordinazione di più di 80 registratori « Videotape » al prezzo unitario di 45.000 dollari e con consegna prevista per l'inizio del 1957.

Questi apparecchi sono in aggiunta ai 6 prototipi che sono stati ordinati dal CBS e dalla NBC al prezzo unitario di 75.000 dollari. *(Uer)*

Algeria

Per quanto riguarda la TV in Algeria ci comunicano che è in via di completamento il trasmettitore di Algeri (Cap Matifou). Le sue prime emissioni si avranno entro l'anno con la potenza di 0,5 kW in modo da poter ricoprire tutta la regione algerina e parte della Mitidja. Poscia inizierà la costruzione di un trasmettitore ad Orano. Questi sforzi sono giustificati dal fatto che nel 1956 si sono registrati 325.000 radioabbonati (100.000 algerini) mentre nel 1946 essi erano solamente 125.000 (11.000 algerini). *(Micron)*

Francia

Alcuni telespettatori si sono lamentati tramite la stampa che la tassa radiofonica in Francia è di Frs 4500 per anno mentre in Danimarca è pari a Frs 2535, in Olanda pari a Frs 2763, in Gran Bretagna pari a Frs 2940.

È proprio vero che il malessere dei vicini non è felicità per noi. Cosa dovremmo dire noi italiani che paghiamo circa 10.000 Frs. D'altro canto non siamo soli: la tassa in Germania è pari a Frs 7000, in Svizzera pari a Frs 4860. Tenuto conto che abbiamo parlato di somme tradotte in franchi francesi dovremmo essere noi in Europa i soli a lamentarsi. *(Micron)*

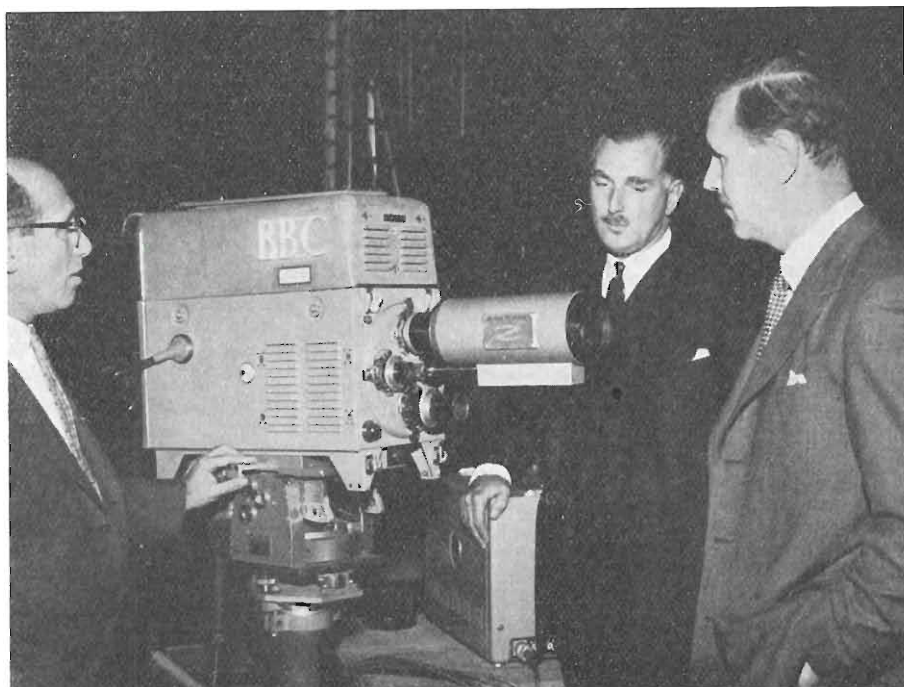
Francia

Martedì 18 settembre è entrato in funzione il trasmettitore TV di Metz (Luttange), situato al Nord di Metz e che servirà principalmente la Lorena. Questo trasmettitore durante le prove ha trasmesso con 10 kW di potenza. Essa sarà limitata verso Nord, Est ed Ovest per evitare interferenze alle stazioni vicine. La sua portata in direzione Sud è prevista di 100 km e di 50 km nelle altre direzioni. *(Micron)*

Carta delle stazioni europee di televisione

Durante gli ultimi 5 anni, il Centro Tecnico dell'UER ha tenuto aggiornato un elenco indicante la posizione dei trasmettitori di TV

in costruzione o in esercizio dai Membri dell'Unione o da organismi sui quali potevano essere raccolte informazioni.
Oltre alla posizione delle stazioni trasmittenti, la carta indica gli standard usati. Si può dedurne quali reti nazionali possono effettuare degli scambi di programmi direttamente senza l'intervento d'un convertitore di standard. Al presente tutte le stazioni che figurano sulla carta possono essere collegate fra loro dalla rete « Eurovision », salvo quelle poste in Norvegia, in Svezia, nella Sarre, in Spagna e nel Marocco.

(*Uer*)

Gli obbiettivi Zoomar a Londra

Sono ben noti ai nostri lettori i pregi degli obiettivi a focale variabile per telecamere TV. Il primo e più noto obiettivo di tale tipo è lo Zoomar di costruzione americana. A questo si è ora affiancato l'« Universal Zoomar », che il Dr. Frank G. Back, inventore, ha presentato recentemente a Londra. Il nuovo obiettivo ha notevoli pregi, tra essi quello di pesare meno di un ottavo del modello precedente e pertanto di consentire maggior manovrabilità alle telecamere.
Frank G. Back è una autorità nel campo dell'ottica. Il suo « Field Zoomar » è attualmente impiegato da oltre 100 stazioni TV. Un secondo modello con ottica per 35 mm è impiegato dalla Paramount e dalla 20th-Fox. Un terzo, lo « Studio Zoomar » è usato da almeno 140 stazioni nel mondo.
Nella foto in alto, Frank G. Back, di profilo a sinistra, presenta ai tecnici della BBC il nuovo obiettivo.

(*Kni.*)

Una società bavarese di TV commerciale

Il Bayerischer Rundfunk, introdurrà prossimamente un servizio di televisione commerciale. Sotto la ragion sociale di « Bayerischer Werbefernseh G.m.b.H. » la società esercente è stata fondata a Monaco, con capitale di 100.000 DM.
Il Consiglio d'Amministrazione è formato di 8 membri, di cui 4 rappresentano la Radio Bavarese, due le P.T.T. e gli altri due rispettivamente la Banca e una associazione d'industriali. Il direttore commerciale è M. Hans Spies, direttore amministrativo del Bayerischer Rundfunk.
Durante la seduta inaugurale del Consiglio, il 2 luglio scorso, diverse questioni d'interesse generale sono state esaminate e particolarmente quella delle tariffe pubblicitarie. Il tasso è stato così stabilito: prezzo dell'annuncio di 1 minuto, 3000 DM con scala crescente di ratiffe, per annunci di minor durata, al minimo di 15 secondi.
Le trasmissioni del sabato subiscono una maggiorazione di tariffa del 25 %.
Degli sconti sono previsti per le trasmissioni ripetute. Differenti tariffe si applicano ai generi di pubblicità adottati: trasmissioni a tempo fisso, film commerciali, inserzioni nel programma in atto.
Le trasmissioni, cominceranno il 3 novembre prossimo, l'orario in settimana comporterà dalle ore 19,25 alle ore 19,55 di cui 6 minuti riservati alla pubblicità. Si calcola che 50.000 ricevitori saranno in servizio in Baviera, quando il servizio comincerà. Al ritmo attuale di aumento, ce ne saranno circa 100.000 verso la fine del 1957.

(*Uer*)

È nata la TV portoghese

La stampa portoghese annuncia con molto rilievo la nascita della TV in Portogallo. La TV portoghese, la cui fondazione fu deliberata con decreto del 18 novembre 1955, tenne la prima assemblea l'11 gennaio di quest'anno, mentre il giorno 16 dello stesso mese fu firmato il contratto di concezione come servizio pubblico tra il Governo e la società concessionaria. La ret- TV portoghese coprirà più del 60 % del terrie torio nazionale. Probabilmente, in ottobre saranno già pronte le due stazioni di Lousa e Montejunto. Nel 1957 la TV in Portogallo sarà in piena attività. Le caratterstiche tecniche dell'esercizio televisivo sono le seguenti: definizione, 625 linee; frequenza delle immagini, 25 al secondo; frequenza in linea, 15.625 al secondo; formato delle immagini con rapporto di 4 a 3; esplorazione da sinistra a destra e dall'alto al basso; polarizzazione orizzontale. Le due prime stazioni avranno le seguenti frequenze: Lousa (banda 1) video 55.25 MHz - audio 60,75 MHz: Montejunto (banda 3) video 182,25 MHz - audio 187,75 MHz.

(*r.tv.*)

Belgio: Verso la televisione commerciale?

Per iniziativa della Soc. di Studi e d'Espansione della televisione (SEETV) — Associazione senza scopo lucrativo — si è tenuta il 28 maggio scorso nei locali della Camera di Commercio di Bruxelles, una riunione il cui scopo era di creare la commissione Nazionale, Belga di Studi dapprima, e di Realizzazione poi della televisione commerciale in Belgio. Erano invitati a questa riunione i rappresentanti dei seguenti istituti: Soc. di Studi e d'Espansione della televisione, Gruppo dell'industria della Radioelettricità, Camera sindacale Belga della Cinematografia, Unione Belga degli Annunciatori, Consiglio Economico Vallone, (Vlaams Economisch Verbond), oltre ai rappresentanti della stampa.
Durante la riunione, e tenendo conto che l'ampiezza della questione richiede la collaborazione di tutti i settori interessati, si è deciso di allargare questa Commissione di Studi e di Realizzazione della televisione commerciale, invitandovi le personalità la cui presenza sarebbe di massima utilità per il proseguire dei lavori. La presidenza della Commissione è stata affidata a M.H.A. Brasseur, presidente della SEETV e Professore dell'Università di Liegi.

(*Uer*)

Gran Bretagna

Alcuni tecnici britannici hanno messo a punto un sistema di emissione di TV che darà una illusione del colore sullo schermo normale dei televisori in bianco e nero. Il procedimento è stato battezzato «colore soggettivo» ed una trasmissione sperimentale tra breve permetterà al pubblico britannico di giudicare della sua bontà. *(Micron)*

Previsioni sulla diffusione della TV in Francia

Il settimanale «Radio Cinema» avanza alcune ipotesi sulla diffusione della TV nel territorio francese. Al 1° giugno di quest'anno i teleabbonati erano 358.506; fra tre anni, quando cioè la copertura del territorio nazionale avrà raggiunto il 93 % della popolazione, si ritiene che vi saranno almeno 500.000 utenti. Infine, secondo il Centro di Ricerche e di Documentazione sul consumo, i teleabbonati alla fine del triennio dovrebbero essere oltre il milione. *(r.tv.)*

La struttura della rete TV del C.B.S.

Nel quadro d'una recente inchiesta sulle catene di stazioni, iniziata da una commissione commerciale del Senato, ciascuna delle 3 principali reti americane è stata chiamata a presentare una documentazione relativa alle sue diverse attività. Quella del Columbia Broadcasting System è stata pubblicata per la prima al termine di un memorandum di cui diamo qui qualche elemento.

Il primo marzo scorso, il CBS-TV contava 151 stazioni direttamente affiliate e 38 stazioni sussidiarie. Inoltre essa totalizzava 26 accordi per scambio di programma con altre 52 stazioni: in totale raggiungeva così il numero di 267 stazioni. La rete possiede 29 studi (22 e New York 5 a Hollywood, 2 a Chicago) dotati di 148 telecamere e 35 camere cinematografiche con attrezzature di controllo, 792 microfoni, 1403 amplificatori video, 896 monitori, 68 apparecchi di cineproiezione, 41 camere diverse di controllo, e altre installazioni.

Alla stessa data il servizio di televisione del CBS, aveva investito circa 28.000.000 di dollari per le sue installazioni produttrici di programmi; esso prevede nuovi investimenti dell'ordine di 25.000.000 di dollari per l'estensione della sua attrezzatura nei prossimi anni.

Sempre al 1° marzo 1956 il servizio impiegava 5493 persone, di cui 2412 fisse, ivi compreso il personale artistico o professionale complementare ingaggiato con contratto giornaliero. Il mantenimento di questa organizzazione e del suo personale. porta una spesa media di 700.000 dollari alla settimana.

Alla fine del 1956 la rete avrà diffuso nel corso dell'annata, 1508 ore di programmi autonomi e 1053 ore di trasmissioni realizzate in collaborazione con l'estero cioè: 2561 ore. Queste cifre non comprendono i programmi diffusi dal CBS di cui esso non è produttore. Ricordiamo a titolo informativo che nel corso del 1955 l'industria cinematografica americana nel suo insieme ha prodotto 427 ore di spettacolo. *(Broadcasting-Telecasting)*

Situazione attuale della televisione svedese

Le trasmissioni regolari del servizio di televisione sono iniziate al 15 di settembre. Conformemente alla decisione del Parlamento, il servizio è preso in appalto da Radio Jänst, sulla base delle proposte del governo. Fino al primo di luglio 1957, la televisione irradierà soprattutto nella regione di Stoccolma dove si procede attualmente alla costruzione di un nuovo trasmettitore che potrà servire una popolazione di 1.200.000 persone.

Per l'esercizio, compreso tra il 1° luglio 1956 ed il 1° luglio 1957, il bilancio prevede l'investimento di 330.000 corone svedesi nella costruzione del trasmettitore suddetto (a Nacka circondario di Stoccolma); essendo questa cifra prelevata da un fondo delle PTT che controlleranno l'installazione del trasmettitore e l'impianto della rete permanente di trasmissioni, 170.000 cs. saranno versate dallo Stato a titolo di contributo alle spese d'impianto. Radiotjänst riscuoterà 4.500.000 cs, come produttrice dei programmi, di cui 1.200.000 saranno date dallo Stato senza ammortamento e al 4,25 % d'interesse.

In totale, l'attuale bilancio della televisione raggiunge così i 5.000.000 di cs. L'entrata della tassa di ricezione sarà considerata all'ora, come una entrata straordinaria; è difficile valutare già il suo valore e per conseguenza non figura nel primo bilancio. È stimata tuttavia, per l'esercizio 1956-57 circa 400.000 cs.

Le possibilità di estensione della televisione grazie ai nuovi trasmettitori e ai nuovi «relais» interessa l'opinione pubblica.

M. Sven Anderson, ministro delle Comunicazioni, ha incaricato due esperti di stabilire, entro l'autunno, un piano di ulteriore sviluppo della rete. Questo piano deve mirare in primo luogo a introdurre la televisione nel sud e nell'ovest del paese, particolarmente a Gothembuorg e a Malmoe, e questo più rapidamente e a minor prezzo di quanto era stato previsto nel rapporto governativo e in quello delle PTT.

I programmi iniziali concentrati nella regione di Stoccolma saranno praticamente quotidiani in ragione di 7 o 8 ore di emissione per settimana. Avendo Radiotjänst l'incarico della produzione dei programmi, ed essendo una società per azioni, stanno per essere iniziate trattative allo scopo di allargare la cerchia degli azionisti. Oltre la stampa e l'industria della radio, si prevede che delle organizzazioni culturali e dei rappresentanti della vita economica, acquisteranno delle azioni di questo organismo riorganizzato.

Il Comitato direttivo passerà da 7 a 11 membri. Cinque di essi saranno designati dagli azionisti, mentre gli altri sei saranno designati dal Governo (e tra questi il presidente).

Bisogna notare che lo Stato non possiede azioni di questa società e non ne deterrà nella società riorganizzata.

Dal punto di vista dell'organizzazione generale, la produzione TV sarà autonoma. Il Direttore generale di Radotjänst (M. Olaf Rydbeck dal 1° luglio 1955) è assistito attualmente da un Direttore di programmi di radiodiffusione (M. Nils-Olaf Frauzen) e da un Direttore dei programmi di televisione (M. Henrik Hahr).

Il personale della televisione per l'esercizio 1956-57 sarà di 92 unità. Il bilancio dell'esercizio 1957-58 è stato depositato al Ministero delle Comunicazioni nel settembre 1956 e prevede una produzione di circa 12 ore settimanali. *(Uer)*

Esperimenti di TV aerotrasportata

A Cambridge sono state effettuate recentemente delle dimostrazioni circa le varie possibilità offerte dalla televisione aerotrasportata. È stato usato un elicottero britannico «Sycamore», con un sistema trasmettitore al completo, espressamente sviluppato. Con tale attrezzatura sono state effettuate trasmissioni di vedute di Cambridge, nonchè degli strumenti all'interno dell'apparecchio, dirette a diversi ricevitori con schermi da 53 cm., installati entro un albergo cittadino.

Il sistema usato consisteva di una camera industriale «Pye» miniatura, con il trasmettitore appositamente costruito per lavoro sperimentale. Tutta l'attrezzatura TV si è servita della alimentazione a 24 V fornita dall'elicottero. L'elicottero era dotato di un nuovo tipo di antenna, atta ad evitare le interferenze causate dalle pale del rotore.

Grande interesse è stato suscitato dalle possibilità della TV aerotrasportata per aiutare la Polizia a studiare problemi del traffico, o a svolgere ricerche in terreno difficile, ovvero a permettere ai comandi militare di seguire le operazioni in corso.

L'attuale portata dell'attrezzatura è di 8 km, tuttavia i fabbricanti preparano la costruzione una di attrezzatura analoga con un raggio di azione di 160 km. *(u.b.)*

Cavi sottomarini in grado di trasmettere spettacoli televisivi

Un cavo a grande capacità dall'Inghilterra a Gibilterra per la telefonia e la telegrafia sarebbe un utile primo passo per migliorare le comunicazioni, ha dichiarato Sir Gordon Radley, Direttore Generale del Ministero delle Poste e Presidente dell'Istituto degli Ingegneri Elettrotecnici, allorchè ha parlato il 4 ottobre scorso ai membri dell'Istituto a Londra.

Sir Gordon discuteva la parte che transistori di maggior rendimento potrebbero svolgere nella fabbricazione di cavi intercontinentali con sufficiente larghezza di banda da consentire la trasmissione di programmi televisivi. Un progresso nella fabbricazione di cavi di maggior lunghezza e di anche maggior capacità significherebbe, egli ha detto, l'impiego di un maggior numero di ripetitori meno distanziati l'uno dall'altro: un cavo del genere posato fra l'Inghilterra e l'Australia richiederebbe non meno di 550 ripetitori sottomarini.

Sull'impiego di attrezzature elettroniche per le chiamate telefoniche su lunga distanza nel Regno Unito, Sir Gordon ha detto di ritenere che una centrale telefonica completamente elettronica sarebbe più a buon mercato a costruire, a installare e a mantenere dell'apparato che sostituirebbe. È stato progettato di introdurre le chiamate su lunga distanza nel 1959 e molti laboratori di telecomunicazione stanno studiando lo sviluppo dei sistemi che renderanno superato l'attuale equipaggiamento meccanico. *(u.b.)*

Televisione industriale nelle acciaierie

Recentemente la televisione industriale è stata installata in un alto forno per lingotti in una grande acciaieria della Scozia.

I carrelli che trasportano lingotti pesanti sino ad 11 tonnellate si avvicinano alla fornace muovendosi su rotaie. All'imbocco della fornace vengono deviati da una leva manovrata elettricamente da una cabina di scambio, passando su altre rotaie che penetrano nella fornace.

L'alimentazione delle rotaie è controllata da un dispositivo di scambio elettrico. Se lo scambio funzionasse in modo difettoso o lo rotaie non fossero perfettamente allineate, potrebbero verificarsi gravi danni al momento in cui l'operatore manovra la leva di spinta per i carrelli.

Ora, una camera televisiva Pye, per uso industriale, protetta da una cassetta ermeticamente chiusa, di circa 22,8×22,8×40,6 cm, è stata installata a circa 4,2 metri dalla bocca della fornace, venendo messa a fuoco sul punto di incontro dei due sistemi di rotaie. Questo apparecchio è collegato con un dispositivo di controllo che si trova nella cabina di comando ed è fuori della visuale della bocca di scarico della fornace; l'operatore può così controllare l'allineamento perfetto delle rotaie prima di far funzionare la leva che spingerà i carrelli entro la fornace.

Non è necessario un sistema di raffreddamento per la testa della camera, sebbene i controlli della camera stessa, situati nella cabina di comando dell'operatore, siano raffreddati con un sistema di ventilatori.

La televisione è impiegata solo quando i carrelli stanno per essere spinti nella fornace; in quel momento, tramite un interruttore che si trova nella cabina di comando, si fanno funzionare sia la camera che un riflettore da un chilowatt.

L'uso della televisione industriale anche in altri settori delle acciaierie è stato studiato con grande interesse. Per esempio, la televisione viene usata per scoprire difetti nei lingotti incandescenti che di solito vengono esaminati ad occhio nudo. A questo scopo è stato creato un involucro con raffreddamento ad acqua per la camera televisiva. *(u.b.)*

L'Alimentazione di Apparati Portatili

Le Pile al Mercurio

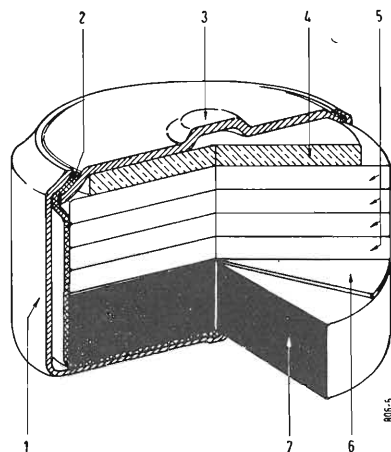



Fig. 1 - Elemento cilindrico normale: 1 = involucro di acciaio nichelato; 2 = guarnizione isolante; 3 = chiusura (collegata al positivo); 4 = anodo di zinco sinterizzato; 5 = assorbente dell'elettrolita; 6 = separatore; 7 = ossido mercurico.

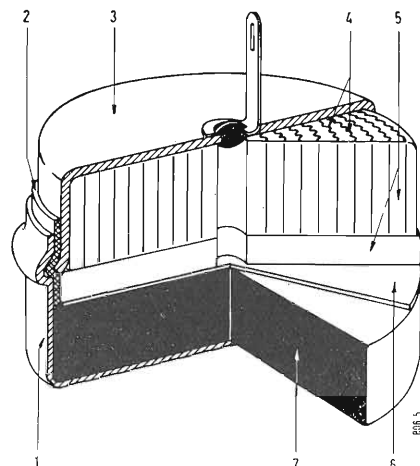



Fig. 2 - Elemento cilindrico ad alta prestazione: 1 = involucro di acciaio nichelato; 2 = guarnizione isolante; 3 = chiusura (collegata al positivo); 4 = foglio di zinco ondulato; 5 = assorbente dell'elettrolita; 6 = separatore; 7 = = ossido mercurico.

Nelle pile al mercurio, il diagramma di scarica in funzione del tempo presenta un gradino molto ampio e regolare. Ciò è essenziale per il buon funzionamento degli apparati elettronici. È noto che le normali pile Leclanché sono previste per funzionamento intermittente. Le pile al mercurio non abbisognano dei periodi di ricupero; il diagramma di scarica continua è praticamente equivalente ad un diagramma di scarica intermittente. L'ingombro infine, é notevolmente ridotto.

dott. ing. Guido Clerici

L'INCIPIENTE diffondersi dei circuiti a transistori pone in risalto il problema dell'alimentazione degli apparati portatili.

Si aprono infatti nuove possibilità all'indipendenza della rete per apparecchi riceventi, di amplificazione e di misura.

Si assiste così ad un ritorno alla direzione che l'industria radio aveva preso nei suoi primordi: l'alimentazione a pile.

Intendiamo perciò esaminare un tipo di pila a secco, che per le sue preziose caratteristiche, si diffonde in tutto il mondo: la pila al mercurio.

In Italia tale tipo è noto per le sue applicazioni in apparecchi di protesi auditivi ed alcuni tecnici avranno potuto anche osservarlo in radioricevitori a transistori di costruzione straniera e su recentissime realizzazioni nazionali.

Benchè in pratica l'unica fonte di approvvigionamento sia la Mallory & Co. Inc. (North Tarrytown - New York) l'uso, come si è detto, è internazionale, al punto che nell'ultimo congresso dell'International Electrotechnical Commission (tenutosi a Monaco dal 25 giugno al 7 luglio scorso) è stata discussa dal Comitato tecnico 35 la normalizzazione delle pile al mercurio, specialmente in vista di applicazioni a circuiti «transistorizzati».

Radicalmente differenti nel principio e nella realizzazione dalle usuali pile a secco, le pile al mercurio permettono di ottenere valori superiori di energia specifica riferita al peso ed al volume. Ciò mette in luce la particolare applicazione per circuiti « miniatura », a transistori o a tubi elettronici di ridottissime dimensioni.

1. - REALIZZAZIONE.

Le pile al mercurio furono studiate da Samuel Ruben (New Rochelle, New York) nei primi anni della guerra per i Signal Corps che abbisognavano di batterie di peso e ingombro ridottissimi. La costruzione fu sviluppata dalla Mallory, infatti gli elementi furono convenzionalmente denominati « RM » (Ruben Mallory).

Comunicazioni scientifiche furono pubblicate nel 1947 (The Ruben cell, new alcaline primary dry cell battery - Transaction of the Electrochemical Society: Vol. 92 - 1947).

Le coppie elettrochimiche sono stabilite tra zinco, idrato di potassio - ossido di mercurio. Abbiamo cioè elee menti che assomigliano per efficienza e caratteristiche a certi tipi di accumu-

latori alcalini (eccettuata ovviamente la reversibilità).

Oltre agli elevati valori di energia specifica, si ottengono quindi caratteristiche elettriche a tensione meno « cedevole » dei tipi normali.

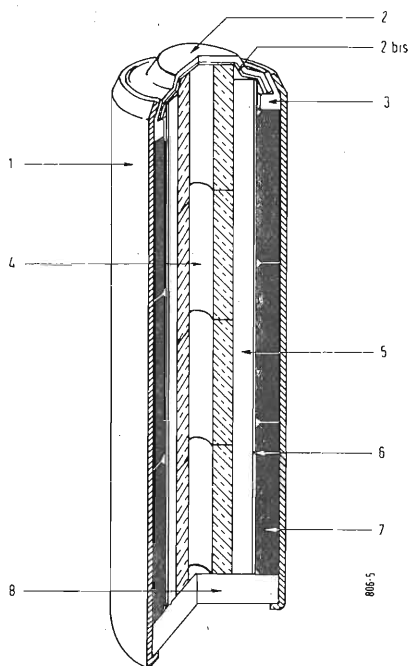
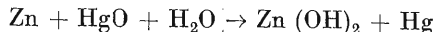



Fig. 3 - Elemento a torcia: 1 = involucro di acciaio nichelato; 2 = coperchio di acciaio nichelato; 2 bis = parte interna del coperchio di acciaio stagnato; 3 = guarnizione isolante; 4 = anodo (cilindretti cavi di zinco sinterizzato); 5 = assorbente dell'elettrolita; 6 = separatore; 7 = cilindri di ossido mercurico; 8 = isolatore.

Le reazioni di ossidazione avvengono all'anodo di zinco che si ossida ed al catodo di ossido di mercurio che si riduce a mercurio. Non c'è necessità di depolarizzanti estranei come nella comune Leclanché (che impiega quale depolarizzante una particolare qualità di biossido di manganese).

La reazione complessiva si può scrivere:

$$Zn + HgO + H_2O \rightarrow Zn\,(OH)_2 + Hg$$

Sono usati anodi di zinco in realizzazioni diverse, come si rileva, dalle figure 1, 2, 3 in polvere di zinco pressata, in dischi o cilindri cavi, o in nastro di zinco molto puro, corrugato ed avvolto per aumentare la superficie reattiva.

Il catodo consiste in ossido mercurico mescolato a grafite finissima la quale conferisce un particolare stato di aggregazione ed accresce la conducibilità elettrica.

L'elettrolito è costituito da una soluzione concentrata di idrato di potassio, saturata da zincato di potassico, ciò riduce la solubilità dello zinco, riducendo conseguentemente l'autoscarica dell'elemento a circuito aperto.

Infatti, un problema comune a tutti i generatori elettrochimici è quello di evitare reazioni interne, tali da scaricare gli elettrodi durante i periodi in cui l'elemento non è connesso al circuito di utilizzazione.

L'elettrolito è di solito assorbito in un materiale poroso che lo immobilizza. Una speciale membrana forma una barriera tra gli elettrodi che, pur essendo permeabile agli ioni, previene la migrazione di eventuali composti che produrrebbero la scarica dell'elemento anche a circuito aperto.

Gli involucri sono in lamierino di acciaio nichelato. Ciò conferisce elevate doti di resistenza alla corrosione esterna ed interna.

Le guarnizioni sono di politene o di neoprene secondo le applicazioni (il neoprene resiste a temperature più elevate).

Certe batterie per erogazioni relativamente intense (batterie « A ») sono protette contro sovrapressioni interne. Viene prevista una intercapedine tra le pareti di lamiera dell'involucro, ove il gas può sfogare, senza trascinare all'esterno gocce di elettrolito. Può infatti avvenire che ritorni di corrente o corti circuiti, provochino una gasificazione anormale.

2. - CARATTERISTICHE ELETTRICHE.

La tensione nominale degli elementi al mercurio è solitamente considerata di 1,3 V.

A circuito aperto si misura una forza elettromotrice di circa 1,3 ÷ 1,5 V. La pendenza della caratteristica tensione/corrente è generalmente inferiore a quella dei corrispondenti tipo Leclanché.

Comune ai diversi elementi primari (pile) o secondari (accumulatori), basati su differenti principi elettrochimici, è l'andamento del diagramma di scarica in funzione del tempo per i regimi normali. Come è indicato nella fig. 4.

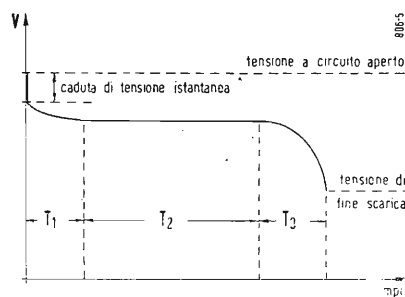



Fig. 4 - Caratteristica generale di scarica di un generatore elettrochimico primario: T_1 = periodo iniziale di caduta di tensione; T_2 = gradino, quasi orizzontale; T_3 = periodo finale di caduta.

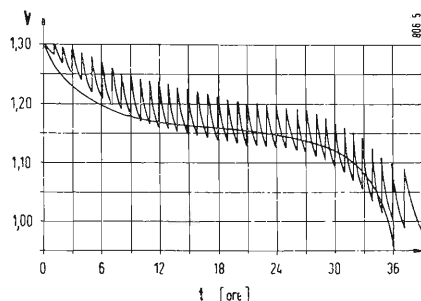



Fig. 5 - La pila al mercurio fornisce praticamente le stesse prestazioni anche se in scarica continua.

Dopo un periodo iniziale in cui la tensione decresce rapidamente, si ha un periodo di equilibrio (gradino) in cui la tensione è pressochè costante; è questo il periodo di miglior utilizzazione pratica. Un ultimo periodo di rapida decrescita, porta la tensione al di sotto del valore utilizzabile, oltre al quale la scarica si considera terminata.

Nelle pile al mercurio, il diagramma di scarica in funzione del tempo presenta un gradino molto ampio e regolare. Questo è essenziale per il buon funzionamento degli apparati elettronici e costituisce uno dei maggiori pregi degli elementi al mercurio.

È noto che le normali pile Leclanché sono previste per un funzionamento intermittente. Si deve dare tempo di agire all'azione depolarizzante, consentendo alla tensione di « riprendersi ».

Le pile al mercurio non abbisognano dei citati « periodi di ricupero ». Si vede indicato nella fig. 5 come un diagramma di scarica continua sia praticamente equivalente ad un diagramma a scarica intermittente.

Sono in tal modo possibili alcune applicazioni di pile su apparati a utilizzazione continua.

A pari prestazioni elettriche, si sono potute realizzare pile con un ingombro circa tre volte inferiore ai normali.

La conservazione a magazzino è assai facilitata dalla minore autoscarica.

In sei mesi di giacenza, si riscontra mediamente una perdita di capacità del 3 % circa, in un anno tale perdita si raddoppia.

Si deve a questo proposito osservare che le norme italiane (CEI fascicolo 21 - 2 - 1951) ammettono per tali tipi di pile (Norme per le pile al biossido di manganese) dopo un periodo di conservazione di 4 mesi, una perdita di capacità del 15 %.

Queste preziose caratteristiche elettriche hanno reso possibile la realizzazione di registratori tascabili su nastro magnetico e perfino di orologi da polso elettrici. La tensione è in certe condizioni costante al punto da poter essere presa come riferimento per registratori a tensione portatili, misuratori di radiazioni, potenziometri. La tensione non varia che di pochi millivolt in molti mesi di giacenza, analoga escursione si ha per escursioni di temperatura da — 65 °C a 120 °C.

Le doti sopracitate e la insensibilità a vibrazioni, urti, forti accelerazioni ed a pressioni o depressioni elevate, consigliano l'uso di batterie al mercurio in apparati speciali per missili, palloni sonda, strumenti oceanografici e simili.

3. - BATTERIE DI PILE AL MERCURIO.

Sono realizzate batterie impilando i singoli elementi e disponendoli in opportune serie o serie-parallele.

Le connessioni tra gli elementi sono in bandella di acciaio nichelato saldato a « punto » ai coperchi delle singole celle. Sono così assicurati contatti di resistenze minime nelle condizioni più difficili. Oltre a pile per bassa tensione (1,3; 2,6; 4; 6,5 V) sono state costruite anche batterie da 62,4 V.

Gli involucri sono in generale di cartone paraffinato o di materiale plastico.

4. - APPLICAZIONI A CIRCUITI A TRANSISTORI.

È evidente che le piccole dimensioni dei transistori conducono a ridurre le dimensioni degli altri componenti del loro circuito, ciò che consiglia l'applicazione di batterie di pile al mercurio. Ci sono altre caratteristiche da tener presenti nel progetto di circuiti di alimentazione per transistori.

La utilizzazione diretta della potenza elettrica nei transistori senza sorgenti ausiliarie per riscaldamento di catodi consente la immediata risoluzione del problema di valutare la disponibilità di energia.

Trascurando le perdite per circuiti in classe A o B si potrà avvicinare il limite del rendimento al 50 % (e nei circuiti in classe C al 100 %).

Cioè in prima approssimazione, ad esempio, un comune stadio amplificatore in classe A da 2 watt richiederà una sorgente di energia di 4 watt.

Nei transistori, assai elevata è la sensibilità del « collettore » alle variazioni di tensione dell'emettitore, perciò si provvede spesso ad una polarizzazione dell'emittitore, derivando da una sorgente a tensione costante, una corrente attraverso una resistenza di adeguato valore.

5. - ALTRE APPLICAZIONI DELLE BATTERIE AL MERCURIO.

La diffusione dei lampeggiatori per fotografie in condizioni di scarsa luce (i cosidetti « flash ») si avvarrà certo delle pile al mercurio.

Si potrà avere in tal modo una durata maggiore della pila (costosa nell'attuale diffusa versione a condensatore, che impiega in genere una pila da 22,5 V). Questo contribuirà a diffondere la fotografia a lampo in una numerosa schiera di amatori che ha solo saltuarie occasioni di usare il « flash », per i quali dunque è essenziale una lunga durata della pila.

Accenniamo inoltre ad una nota marginale per la applicazione di apparati portatili: la diffusione del secondo (o terzo, o quarto!) ricevitore domestico è prevalentemente influenzata dalle donne, che per ragioni di « menage » domestico non vedono di buon occhio i cordoni di alimentazione dalla rete.

Sarebbe questa una ragione di più per l'impiego di ricevitori autonomi (e quindi di pile al mercurio). *

Oscillatore a Transistori in Push Pull

I TRANSISTORI, come noto, possono in talune applicazioni essere molto vantaggiosi.

È il caso ad esempio di apparecchi ad alimentazione incorporata e portatili.

Dovendomi occupare della progettazione e costruzione di apparecchi tra i quali un oscillatore a 1200 Hz della massima semplicità, di piccola potenza e ingombro, scelsi per esperimento i transistori del tipo OC72 da usarsi in controfase in classe B. Il primo circuito adattato fu quello visibile in figura 1: Variando il carico di uscita si ricavarono i seguenti dati:

con W_u = 100 mW I totale = 15 mA
con W_u = 200 mW I totale = 40 mA
con W_u = 380 mW I totale = 60 mA

I risultati furono senz'altro buoni e incoraggianti, ma la forma d'onda e la stabilità di frequenza, variando alcuni parametri, (carico, tensione alimentazione, temperatura ecc.) furono pessimi.

Ciò è dovuto, come noto, al fatto che le correnti di base variano moltissimo, al variare del carico e quindi delle correnti dei collettori, dato l'uso in classe B. Si avrebbe dovuto inoltre ricorrere ad una resistenza a coefficiente negativo di temperatura.

Sempre nell'intento di costruire un apparecchio semplicissimo e leggero, feci ricorso ad un sistema circuitale nel quale l'accoppiamento reattivo fosse dotato di una costante tempo tale da aversi la frequenza desiderata. In fig. 2 è rappresentato il circuito sperimentale adottato.

Si ebbe un miglioramento in stabilità, ma la forma d'onda non era soddisfacente. Anche questo circuito potrebbe essere usato qualora il carico in uscita fosse costante, diversamente la frequenza varia molto.

Fig. 1 - Circuito sperimentale.

Fig. 2 - Circuito sperimentale con accoppiamento reattivo RC.

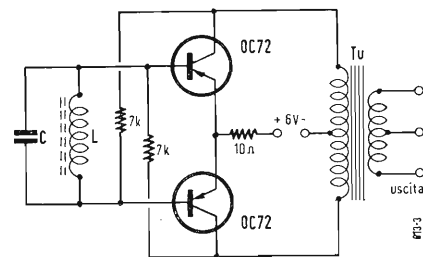
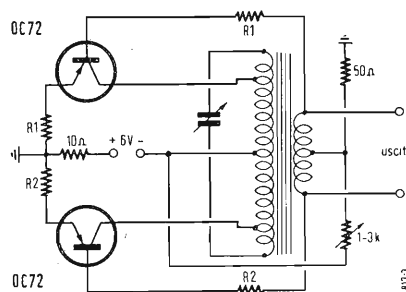
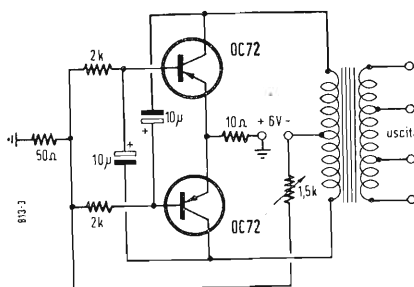



Fig. 3 - Generatore a circuito accordato.

Dopo varie considerazioni decisi di alimentare ogni base direttamente dal collettore dell'opposto transistore, interponendo fra le due basi così alimentate un circuito accordato a basso rapporto L/C come riportato in fig. 3.

Dopo una semplice regolazione dei vari elementi il funzionamento risultò stabilissimo con forma d'onda sufficientemente buona.

La variazione di frequenza tra vuoto e pieno carico è appena dell'1 %. La forma d'onda diventa particolarmente pura a carico massimo (accoppiamento reattivo ottimo) quindi, riducendo ancora l'impedenza posta sull'uscita, si ha ovviamente il disinnesco delle oscillazioni. Il consumo a pari potenza di uscita è leggermente superiore a quello del primo schema. La resistenza da 10 ohm posta in serie al positivo anodico non è necessaria se il carico di uscita è costante. Il valore delle resistenze delle basi, che servono anche per l'accoppiamento reattivo, può essere ridotto, aumentando così la potenza di uscita. Coi valori adottati, l'effetto contro-reattivo, per la corrente di base, produce una ottima autoregolazione anche delle correnti dei collettori. Ciò è importantissimo nei transistori e l'effetto degenerativo corrente-temperatura è concomitante e assolutamente da evitarsi specialmente nei transistori di potenza in classe B, dove la resistenza a c.c. sul carico anodico deve essere tenuta bassissima. Trattandosi poi di transistori con forti correnti di picco nelle basi, la potenza di eccitazione non è indifferente e questa deve essere fornita dai collettori del medesimo stadio, poichè non si è voluto usare un transistore pilota per non aumentare di molto il costo dell'apparecchio in questione (transistori, trasformatori di accoppiamento, resistori e alimentazione). Oltre al buon funzionamento l'oscillatore risulta estremamente semplice: due soli resistori indispensabili (uno può essere omesso, come detto), il circuito accordato occorre sempre, qualora non si adatti il tipo RC, in qualsiasi oscillatore.

(Gaetano Dal Pane)

Tre Strumenti di Misura in Uno

Generatore di Bassa e Alta Frequenza con Standard 100 e 1000 kHz. Completo Rifacimento di una Realizzazione ormai Superata.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

1. - INTRODUZIONE.

Per poter condurre con qualche frutto una serie di studi e di realizzazioni sia pur di modesta entità in campo radiotecnico è necessario non solo saper progettare ma avere anche a disposizione gli strumenti necessari al controllo dei singoli componenti del circuito e dei risultati che se ne possono ricavare.

Non occorrono grandi cose ma è evidente che per lavorare con la bassa frequenza è necessario almeno un generatore che copra la banda dai 30 ai 15.000 Hz con uscita tarata in [mV] e distorsione almeno inferiore all'1 %. Una volta che si sia in possesso di questo strumento base si arriva con facilità anche al controllo della distorsione totale ed alla generazione di onde quadre con cui analizzare all'oscilloscopio la risposta dell'amplificatore anche per frequenze superiori. Attorno ad uno strumento base è cioè possibile ricavare con poca spesa e impegno altri strumenti della massima utilità.

Quello che abbiamo detto per il generatore di bassa frequenza vale pure per il generatore di alta frequenza Se quest'ultimo è capace di erogare almeno 3 V a radiofrequenza su poche centinaia di ohm di impedenza, occorrono ben pochi componenti per realizzare anche un Q-metro fino ad una frequenza di circa 20 ÷ 25 MHz. Se poi si accoppiano i due strumenti (generatore di bassa e di alta frequenza) è possibile modulare la radiofrequenzä di uscita con tutto lo spettro acustico (dai 30 ai 15.000 Hz) e ricavare per conseguenza la curva di selettività

Fig. 1 - Schema elettrico originale del generatore combinato AF/RF Suprême, modello 561.

di un ricevitore. In un complesso di questo genere è facile poi introdurre una valvola di tipo doppio miniatura o noval con cui ottenere con dei quarzi i 100 e 1.000 kHz.

Con i mezzi che ha oggi a disposizione la moderna radiotecnica è abbastanza semplice ottenere questi risultati. Ciò che impaccia di più l'appassionato od il modesto professionista è la realizzazione pratica, meccanica, dello strumento. Il progetto circuitale è abbastanza facile in genere ma la pratica costruttiva con lo stadio dei relativi compromessi ed accorgimenti è molto complessa e difficile da ottenere perchè le esperienza pratiche relative sono tra l'altro limitate dal costo delle realizzazioni.

Nel nostro caso l'ostacolo è stato aggirato modificando il circuito ormai superato di un generatore combinato Suprême.

Più che di modifica, come si potrà notare, si è trattato di un quasi completo rifacimento che si è appoggiato ad una realizzazione costruttiva veramente insolita e degna di nota.

Riteniamo potrà interessare un confronto tra il vecchio ed il nuovo schema con qualche discussione sui particolari di progetto.

2. - IL CIRCUITO DEL GENERATORE SUPRÈME.

Si tratta come si può rilevare dallo schema di fig. 1, di un generatore combinato di bassa frequenza a battimento e di alta frequenza con stadio separatore e modulatore nonchè di stadio spazzolatore di frequenza.

Acquistai questo strumento qualche anno fa tra il materiale di un lotto di Surplus e quando, pieno di speranze mi accinsi a controllarne le prestazioni rimasi molto male. Vediamo qui uno per uno quali erano gli inconvenienti del circuito.

Anzittutto i due generatori del generatore di bassa frequenza a battimenti si accoppiavano tra loro a causa della mescolazione poco ortodossa realizzata sul catodo e sulla griglia della 6C5. Per conseguenza quando si arrivava (nel tentativo di realizzare il battimento zero) ad una differenza di frequenza di pochi periodi (10 ÷20 Hz) un'oscillatore « trascinava »la frequenza dell'altro e ne risultava una imprecisione nella lettura ed una distorsione sensibile per le frequenze di basso valore (100 ÷300 Hz); si trattava di distorsione avvertibile all'oscilloscopio cioè superiore nettamente al 3 %.

I guai non finivano qui. Il circuito di amplificazione di bassa frequenza non era controreazionato e quindi solo con debole uscita e per frequenze superiori ai 300 Hz la forma d'onda era accettabile. Inoltre il potenziometro da 0,5 MΩ posto tra lo stadio amplificatore e quello finale introduceva un certo taglio sulle frequenze più elevate per effetto delle capacità interelettrodiche griglia-catodo della 6C5 maggiorata per l'effetto Miller e per la capacità dei collegamenti.

Il trastormatore di uscita era di discrete dimensioni e permetteva un adattamento di impedenza per la verità molto approssimativo solo fino ai 4 ÷5.000 Hz.

La scala dello strumento era invece abbastanza fedele e molto comoda l'inserzione delle varie impedenze e dell'uscita in bilanciato con comando a tasti. Il pregio di questo sistema di commutazione sta nel fatto che si passa da un valore all'altro con una manovra sicura rapidissima ed estremamente comoda. Non per nulla gli ultimi apparecchi hanno adottato la tastiera.

Tramite il commutatore centrale che seleziona il campo di funzionamento dello strumento i circuiti di bassa frequenza venivano inseriti per la posizione « MOD » allo scopo di modulare il segnale a radio frequenza ed in corrispondenza all'ultima posizione « EXT AF » per l'erogazione del segnale di bassa frequenza. In corrispondenza della prima posizione ai terminali di uscita veniva applicato il segnale di bassa frequenza in asimmetrico allo scopo di avere un comando dell'asse X per eventuali misure all'oscilloscopio, mentre per l'ultima posizione veniva inserito il trasformatore di uscita con le relative impedenze.

La tensione di uscita veniva controllata a mezzo di uno strumento da 400 μA inserito a mezzo di un doppio commutatore comandato con l'asse del potenziometro da 0,5 MΩ che controllava l'uscita di bassa frequenza da un lato nel circuito di misura di bassa e dall'altro di alta frequenza.

In tal modo con il potenziometro ruotato a zero, in assenza quindi di modulazione, si effettuava la misura del livello da radio frequenza tramite un altro circuito a ponte mentre ruotando il potenziometro si comandava la modulazione tenendo conto dei valori riportati in scala dal 20 all'80 % sulla scala.

Ambedue questi circuiti di misura comportavano dei notevoli inconvenienti. Anzitutti i circuiti a ponte impiegavano un solo triodo. Privi quindi di reazione, i circuiti erano ben poco stabili ed uscivano facilmente dalle condizioni di azzeramento al variare della tensione di alimentazione.

In secondo luogo richiedevano un circuito di azzeramento con relativo comando disposto sul fianco dello strumento in posizione poco accessibile e con regolazione scomodissima a cacciavite.

Per mantenere la tensione relativamente stabile nella posizione CW in assenza del carico costituito dai circuiti di bassa frequenza veniva inserita, una resistenza tipo compound da 30.000 Ω 3 W.

Il sistema di generazione dell'alta frequenza non era molto meglio progettato di quello relativo alla bassa frequenza che già abbiamo visto. E sistevano anzi anche delle pecche di carattere squisitamente tecnologico specie per quanto riguarda la schermatura degli apparati di generazione a RF.

Non solo ma dei veri e propri errori di progetto costruttivo.

Le bobine dell'alta frequenza ad esempio sono ben collegate vicino al commutatore di banda e fin qui nulla di male ma fra il piccolo chassis che le contiene, fissato quest'ultimo allo chassis principale solo con due piccole viti automaschianti, ed il resto dello chassis con il ritorno del catodo della 6SK7 non esisteva un solo collegamento elettrico diretto.

Ne conseguiva il fatto che praticamente non esisteva oscillazione sull'ultima banda dai 6,5 ai 20 MHz e che il funzionamento dell'oscillatore era irregolare ed instabile. L'uscita era buona sulle frequenze meno elevate e quasi inavvertibile oltre il MHz.

Dal catodo della 6SK7 il segnale veniva prelevato e condotto con 15 cm di filo attraverso allo chassis di base fino alla griglia di una 6V6 alimentata con 250 V ed un carico ohmico di placca di 500 Ω.

La cosa va vista alla luce dei vecchi criteri con cui si costruivano una volta i generatori di RF. Si trattava evidentemente di una realizzazione di vecchio tipo.

Dalla placca della 6V6 si andava con un condensatore al circuito di misura della RF. Il triodo che costituiva il braccio del ponte aveva così il compito di rilevare con la griglia il segnale e con la polarizzazione che ne risultava alterava l'equilibrio del ponte causa l'aumento di resistenza di uno dei bracci costituito appunto dal triodo. Qualche precauzione era stata presa per schermare i circuiti ed impedire l'irraggiamento di radio frequenza. La parte di circuito infatti, relativa all'oscillatore era racchiusa a parte in una scatola metallica, lo chassis era chiuso nella parte inferiore da un coperchio metallico così come l'attenuatore ed il potenziometro di uscita da 100 Ω nonchè la presa di uscita della radio frequenza entrambe racchiuse queste ultime in bussolotti di alluminio.

Malgrado tutto questo il solo fatto che la 6V6GT separatrice finale fosse disposta fuori dello chassis e non fosse schermata comportava una notevole fuga di alta frequenza che rendeva praticamente inefficace l'attenuatore.

D'altra oarte la stessa complessità dei circuiti rendeva piuttosto aleatorio ogni tentativo di schermatura. Gli stessi circuiti di bassa frequenza contribuiranno ad irradiare, accoppiati come erano, al circuito di alta frequenza.

La 6U6GT separatrice finale aveva inoltre il compito di modulare di ampiezza e di frequenza il segnale a radiofrequenza.

Fig. 2 - Schema elettrico dello strumento realizzato nel telaio del generatore combinato AF/RF/Suprême, modello 561.

Per il primo tipo di modulazione la bassa frequenza veniva portata alla griglia del tubo finale polarizzato a parte.

Una volta regolato il segnale di alta frequenza mediante il potenziometro da 50 kΩ a filo contrassegnato dalla dicitura « SET CARRIER » il segnale di bassa frequenza provvedeva a modulare l'alta frequenza secondo le percentuali indicate dallo strumento.

La modulazione di frequenza avveniva in modo del tutto originale. Un oscillatore di 250 kHz circa di frequenza base veniva modulato di frequenza con un triodo disposto in parallelo al circuito di sintonia. La deviazione di frequenza era dovuta alla variazione di capacità interelettrodica del triodo per effetto Miller. In griglia infatti venivano äpplicate le altenanze raddrizzate di rete, provenienti dalla 6X5 che provvedeva all'alimentazione dell'apparato.

Un segnale di questo genere da semionde sinusoidali e fianchi molto ripidi era infatti il più adatto a provocare una deviazione di frequenza in un senso e poi nell'altro. Il segnale così spazzolato di frequenza veniva applicato alla griglia della 6V6GT in modo da provocare battimento con la frequenza generata dall'oscillatore a frequenza variabile e dare così luogo ad un segnale wobbulato, di frequenza variabile a piacere.

Naturalmente al terminale di uscita di bassa frequenza veniva portato un segnale a 50 Hz ricavato dalla alimentazione dei filamenti dell'apparato e ciò nell'illusione di poter alimentare l'asse X di un oscilloscopio per il controllo di apparati TV.

Diciamo illusione ed a ragione perchè prima condizione per la corretta visione di una curva è che l'intensità del segnale durante la deviazione di frequenza rimanga assolutamente costante; non solo ma che sia possibile eliminare a volontà il segnale nella deviazione di ritorno (blanking) e che esista un comando per la regolazione della fase. Non essendo soddisfatti questi requisiti il rilievo di curve mediante spazzolamento diveniva del tutto illusorio.

Trattandosi poi di un apparato americano la tensione d'alimentazlone era limitata ai 110 V - 50 Hz.

Nonostante non mi fossi certo sbilanciato nell'acquisto mi trovavo di fronte ad un complesso ben poco utilizzabile e di quasi nessun pregio.

D'altra parte le scale tarate e gli altri accorgimenti pratici di funzionamento invogliano al rifacimento completo del punto di vista circuitale.

Diciamo subito che non si trattò di un'impresa agevole ma che i risultati ottenuti ricompensarono dello sforzo.

3. - IL NUOVO CIRCUITO REALIZZATO.

In fig. 3 abbiamo riportato per esteso il nuovo circuito realizzato in parte con nuovi tubi e con criteri del tutto diversi dal precedente.

È stato introdotto un autotrasformatore da 70 W circa in modo da permettere l'alimentazione dello strumento con qualsiasi tensione di rete. L'autotrasformatore provvede d'altra parte con due avvolgimenti secondari all'alimentazione di uno strumento funzionante da Q-metro che descriveremo prossimamente.

Esaminiamo prima la parte relativa alla generazione della bassa frequenza. Il circuito del generatore per la produzione del battimento (quello con due circuiti di sintonia di griglia e di placca e destinato alla generazione della frequenza fissa) è stato conservato invariato. Il secondorio di uscita è stato portato alla griglia di miscelazione di una 6L7. Si è adottato questo tubo come il più adatto ad ottenere una buona miscelazione priva di trascinamento e con bassa distorsione di uscita.

Allo scopo di separare per quanto possibile il circuito di sintonia a frequenza variabile dal resto del circuito il segnale è stato prelevato sulla placca della 6SK7. Si è ridotto il segnale di uscita tramite un attenuatore composto da due resistenze da 50 e 10 kΩ ottenendo così due risultati:
— ridurre l'impedenza del collegamento diretto alla griglia delle 6L7 e con conseguente riduzione del pericolo di accoppiamento.
— ridurre l'entità del segnale di griglia e per conseguenza il pericolo di distorsione da parte della 6L7. La tensione di uscita sulla placca della 6L7 non supera così 0,5 V con distorsione inferiore al 0,5 %.

Tutti e tre i tubi hanno i circuiti di placca convenientemente disaccoppiati sia per l'alta che per la bassa frequenza data la funzione che assolve miscelando i segnali di alta frequenza e ricavandone un battimento di bassa frequenza.

Dalla placca della 6L7 si passa come nello schema originale nel circuito passa basso destinato ad eliminare i prodotti somma del battimento.

Il segnale di uscita è stato ottenuto con un amplificatore energicamente controreazionato (25 dB) composto da una 6K7 ed una 6V6GT finale.

Il trasformatore è collegato in bilanciato alle commutazioni a tastiera. Il pulsante di bilanciamento isola da massa uno dei cavi di uscita e collega invece a massa il centro dell'avvolgimento del trasformatore.

Si è constatata l'inutilità dell'attenuatore di alta frequenza data la difficoltà di realizzare una efficace schermatura dell'apparato e lo si è per conseguenza utilizzato in bassa frequenza inserendolo nel circuito di uscita dei 50 Ω. In questo modo premendo il pulsante relativo alla massima uscita si ha la normale erogazione su 50 Ω di impedenza mentre invece, regolando la tensione di uscita fino all'opportuno contrassegno riportato sulla scala dello strumento centrale di controllo e premendo gli altri pulsanti si ottengono le uscite di 0,1 — 0,01 e 0,001 V oltre al volt tarato ed indicato dallo strumento relativo al pulsante di massima uscita.

Il partitore è perfettamente lineare essendo costruito con resistenze di tipo chimico tarato all'1 % e di valore relativamente basso (9 kΩ - 900 Ω - 90 Ω - 10 Ω).

Questa disposizione è comodissima per controllare la sensibilità degli amplificatori.

Si è misurata la distorsione e si è constatato che essa a piena tensione di uscita (40,0 V sui 5.000 Hz) è dell'8,5 % e corrispondentemente minore per uscite inferiori

Una trasformazione più radicale ha subìto il circuto di alta frequenza. Si è utilizzata una 12AU7 come stadio generatore e separatore modulatore della radio-frequenza seguendo uno schema ormai noto, quello del generatore del Q-metro della Heath.

Come si vede una sezione del tubo ricava il segnale con un circuito E.C.O. Le bobine (provviste di una regolazione di induttanza tramite il nucleo in poliferro, e di una regolazione di capacità tramite un compensatore disposto in parallelo alla bobina) vengono, come si è detto, comodamente inserite tramite pulsanti.

A mezzo delle due regolazioni di sintonia è stato possibile tarare le scale (che sono solo due a ricoprimento) al ± 2 %.

Il segnale, viene condotto alla griglia della seconda sezione della 12AU7 che funziona da amplificatore catodico.

Il catodo si chiude come circuito elettrico sul potenziometro da 100 Ω di uscita dell'alta frequenza. Dal catodo tramite un condensatore da 10.000 pF si va ad un diodo 1N34 che permette di leggere un valore vicino a quello di punta della tensione di uscita. Lo strumento è stato portato a circa 100 μA fondo scala.

Con 50 kΩ di resistenza di caduta e portando l'indice dello strumento al contrassegno del « set-carrier » (50 μA) si ottengono così 2,5 V di uscita che possono venir utilizzati prelevandoli da una presa in ceramica introdotta sul fronte del pannello dello strumento.

L'anodica della sezione oscillatrice della 12AU7 si aggira così sui 70 V circa e regolando questa tensione col potenziometro da 50 kΩ è possibile portare lo strumento al fondo scala ed ottenere fino a 5 V di uscita su bassa impedenza. Questa tensione a RF è stata utilizzata per il funzionamento di un Q-metro che descriveremo in uno dei prossimi numeri.

L'alimentazione ricavata dall'autotrasformatore con la seconda 6X5 è

infatti destinata a questo strumento.

Facciamo notare per inciso che il collegamento di un diodo 1N34 ai capi dell'uscita a radio frequenza dà luogo senz'altro a formazione di armoniche in larga misura e quindi estende il campo di applicazione dello strumento fino ai 40 MHz.

Rinunciando quindi all'uscita tarata in μV, « per la contraddizioni che nol consente » diciamo noi, cioè per deficienza di ordine costruttivo, abbiamo preferito ricavare una certa uscita a RF che per scopi di laboratorio è almeno altretanto importante dell'uscita a RF controllata da dei buoni attenuatori.

La modulazione viene applicata allo stadio separatore modulando di placca con un trasformatore la corrente anodica. In questo modo è molto più facile controllare la percentuale di modulazione. Il trasformatore di placca è stato accoppiato con un avvolgimento a bassa impedenza al trasformatore di uscita di bassa frequenza uscita-centro avvolgimento 600 Ω. Si è evitato così di alterare la simmetria dell'uscita di bassa frequenza. Un contatto del commutatore di funzionamento, inserisce l'avvolgimento solo per la posizione « Mod » corrispondente all'uscita di radiofrequenza modulata.

In questa fase di funzionamento, una volta sintonizzata la frequenza desiderata, ruotando in senso antiorario il potenziometro da 0,5 MΩ che comanda la bassa frequenza fino all'inizio della corsa, si inserisce lo strumento nel circuito della misura della RF. Tramite il potenziometro a filo da 50 kΩ si regola poi l'uscita fino a che l'indice si porta in corrispondenza al contrassegno di « Set Carrier » ed in seguito regolando il potenziometro di comando di bassa frequenza (manovra questa che inserisce lo strumento nel circuito di misura della bassa frequenza) si porta l'indice in corrispondenza del contrassegno di scala corrispondente alla percentuale di modulazione desiderata. Si è tarata la scala dello strumento controllando la modulazione con un oscilloscopio con asse tempi Y a larga banda (5 MHz max) ed inserendo la presa 600 Ω in un avvolgimento del trasformatore di modulazione scelto di adatto numero di spire. Delle 4 prese previste allo scopo ne sono state indicate solo due nello schema, per semplicità.

Il circuito di wobbulazione del vecchio schema è stato del tutto eliminato. Abbiamo già spiegato il perchè fosse del tutto inefficiente. Al suo posto la posizione contrassegnata con FREQ del commutatore di funzionamento inserisce i circuiti di un generatore a cristallo. Si tratta, come si può notare dallo schema di fig. 3, di un doppio triodo a pendenza elevata tipo 6J6 che permette il funzionamento di un cristallo da 1 MHz nel vuoto e di un altro cristallo inserito dall'esterno su di una presa disposta sul fronte del pannello dello strumento. Questo può essere da 100 kHz (permettendo così, con quella da 1MHz, il funzionamento di uno standard di frequenza per taratura di scale di apparecchi o per altre applicazioni) come pure qualsiasi cristallo di cui si desideri misurare la frequenza.

Un piccolo compensatore è disposto tra il cristallo da 1MHz e massa per regolarne con esattezza la frequenza al periodo con l'aiuto delle emissioni delle stazioni di controllo WWV.

Tramite il commutatore di funzionamento anche la tensione anodica di questo tubo viene controllata con il potenziometro a filo da 50 kΩ e lo strumento che viene alimentato dalla tensione raddrizzata da un'altra 1N34, permette di tarare la tensione di uscita a 2,5 V di picco. La RF viene portata ad un'altra presa in ceramica disposta essa pure sul fronte del pannello dello strumento. È possibile miscelare sul catodo della 6J6 i 2 segnali provenienti dai due cristalli come è anche possibile a mezzo degli interruttori disposti in serie all'anodica escluderli a piacere del circuito.

Questa disposizione è utilissima per numerose applicazioni ai più svariati circuiti di misura.

I cavetti di uscita sono stati realizzati con degli spezzoni di cavo di discesa di antenna TV tipo 2×150 Ω per la bassa frequenza e da 75 Ω per l'alta frequenza. L'uscita dai due generatori a frequenza variabile ed a cristallo viene prelevata con cavetto bilanciato da 300 Ω in piattina.

Pensiamo di aver presentato con ciò una realizzazione che potrà interessare i radiotecnici. Siamo a disposizione di quanti tramite la redazione della Rivista desiderassero ulteriori rimenti.

*

notiziario industriale

Francia

La 18ª Mostra della Radio e della Televisione di Parigi si è tenuta quest'anno dal 5 al 16 settembre nella nuova sala del Parco delle esposizioni della Porta di Versailles. Organizzata come le precedenti dallo SCART (Sindacato dei Costruttori d'Apparecchi di Radio-Televisione) in stretta cooperazione con la R.T.F. si stendeva su una vasta superficie di 5000 mq di sala a 2000 mq di locali annessi.
Quest'ultima accoglieva uno studio di televisione allestito completamente e identico a quelli della R.T.F., dove furono realizzate delle sequenze pubbliche le cui riprese erano ricevute sugli schermi degli espositori della Mostra. Questi schermi ricevevano inoltre delle emissioni di telecinema e delle riprese realizzate in uno studio annesso che i visitatori vedevano attraverso dei vetri.
Due studi erano stati previsti per delle dimostrazioni di ricezioni FM e di alta fedeltà.

(Uer)

Nuovi laboratori per ricerche nel campo elettronico

Un gruppo industriale britannico, al quale è dovuto lo sviluppo di strumenti vari, con funzioni che vanno dalla determinazione del contenuto proteinico di un uovo al controllo di missili radiocomandati, ha inaugurato recentemente dei nuovi laboratori, situati nelle vicinanze di Londra.
Questo gruppo sta spendendo ora oltre 150.000 sterline all'anno in lavori di ricerca, mentre la sua produzione sta ottenendo un grande successo sulla maggior parte dei mercati del globo, in special modo su quello statunitense.

(u.b.)

La produzione dei ricevitori-radio e di televisione in Giappone

La produzione dei ricevitori di televisione è passata nel Giappone dai 189 apparecchi nel 1952 a 14.000 nel 1953, 31.000 nel 1954 e 13.700 nel 1955.
La produzione dei ricevitori di radiodiffusione ha raggiunto 1.874.000 apparecchi nel 1955 mentre era stata di 1.400.000 nel 1954.
30.000.000 di tubi radio sono stati fabbricati nel 1955 contro i 26.000.000 del 1954.

(Du Mont Dispatch)

Riduzione del prezzo dei cinescopi e dei tubi radio nel Regno Unito

I membri affiliati alla « British Radio Valves Manifactures Association » dopo il 2 luglio hanno sensibilmente abbassato il prezzo dei tubi di televisione. Questa diminuzione è di circa £. 5 per i tubi di 53 cm, di £. 4 per i tubi di 43 cm e di £. 3 per i tubi di 36 cm. Il prezzo dei tubi radio è ugualmente ribassato e questa diminuzione varia secondo le categorie da 2 a 9 s. ossia dal 10 al 33 % del prezzo iniziale.
È il primo cambiamento osservato nei prezzi di dettaglio di questo componente, dopo il 1950

(Electrical Review).

14 Paesi riducono i diritti di dogana sul materiale educativo

14 Paesi hanno recentemente ridotto i diritti di dogana sull'importazione d'oggetti di carattere educativo, scientifico e culturale, in seguito ad una delle Parti Contraenti l'Accordo generale sulle tariffe doganali e il Commercio (GATT), che si è riunita recentemente a Ginevra. Il nuovo protocollo di concessioni indica, tra l'altro, che il Cile e la Svezia hanno concesso delle riduzioni sui film, il Belgio, l'Italia, il Lussemburgo, i Paesi Bassi e la Rep. Fed. Tedesca sulle registrazioni sonore, la Norvegia la Rep. Fed. Tedesca, il Regno Unito e la Svezia sui radio-ricevitori; il Giappone sui ricevitori di televisione; il Regno Unito, la Svezia e gli Stati Uniti su certi strumenti musicali; e l'Australia, il Canadà, la Francia, l'Italia, la Svezia e gli Stati Uniti su diversi strumenti scientifici.

(Uer)

(la rubrica segue a pag. 499)

Quarzo o non, nei Trasmettitori d'Amatore per V.H.F.?

dott. Giuseppe Borgonovo

Da alcuni anni a questa parte anche le bande V.H.F. hanno cominciato a popolarsi di amatori i quali, sia per passione di ricerca che per necessità causata da eccessivo affollamento delle gamme di frequenza minore, si sono riversati sulle onde ultracorte, ed in particolare su quella dei 2 metri (144 MHz) che presenta allo stato attuale maggiori possibilità di lavoro senza richiedere apparecchiature speciali.

Nei primi tempi si può dire che la quasi totalità degli OM duemetristi impiegava trasmettitori autoeccitati, che spesso venivano usati anche in ricezione, commutando la tensione anodica e la resistenza di griglia.

Tali apparati, pur presentando una innegabile semplicità di realizzazione e messa a punto, fatto che li rendeva particolarmente adatti al servizio mobile o portatile, non erano privi di inconvenienti. Il più grave di tutti è dato dal fatto che l'emissione di tali trasmettitori è affetta da una fortissima percentuale di modulazione di frequenza, il che rende praticamente impossibile l'ascolto di queste emissioni con supereterodine, specie se a doppia conversione di frequenza. Inoltre il canale occupato, dell'ampiezza di varie decine (e spesso centinaia) di MHz, conduce ad un rapidissimo affollamento della banda, anche se essa è di notevole estensione.

Per questi ed altri inconvenienti, i trasmettitori autoeccitati sono stati gradatamente abbandonati dai dilettanti, ed oggi sono tenuti in considerazione solo per esperimenti su frequenze elevatissime (oltre i 420 MHz) e per stazioni portatili di piccolissima potenza.

Vanno naturalmente tenute presenti le solite eccezioni alla regola, date da OM in genere novizi, che ancora nell'anno di grazia 1956, si dedicano ad interminabili QSO-telefonata (magari con il vicino di casa), ammorbando l'etere con la loro pestilenziale modulazione di frequenza. L'ultima prova dell'esistenza di tali trasmettitori si ebbe nel corso dell'ultimo Contest Europeo V.H.F., durante il quale furono uditi (e come udititi) diversi di tali infernali trabiccoli.

Successivamente, ad opera di OM più evoluti, vennero introdottii trasmettitori a due stadi, costituiti da un oscillatore pilota e da uno stadio finale modulato. La stabilità di tali apparecchi, sovente impieganti circuiti oscillatori a costanti distribuite, è rimarchevole. Essa può essere ulteriormente migliorata facendo funzionare l'oscillatore su frequenza metà di quella di emissione, e duplicando sullo stadio finale.

Questi trasmettitori, di costruzione a prima vista assai economica, sono però tutt'altro che tali, dato che per ottenere i migliori risultati essi vanno particolarmente curati, specie per quanto riguarda la realizzazione meccanica. Per tutte queste ragioni essi si prestano unicamente ad essere impiegati come stazioni fisse; inoltre i tubi elettronici adatti a funzionare in tali condizioni di lavoro non sono neppure molti.

Se poi si considera che con una spesa ben poco maggiore si può costruire un trasmettitore con controllo di frequenza a quarzo, ne consegue che i trasmettitori a due stadi non avranno mai una grande diffusione.

Merita qui ricordare un tipo di trasmettitore molto usato anche in apparecchiature di ponte radio multicanale. Si tratta di un oscillatore in controfase (generalmente con tubi 829B o similari), che triplica in placca e pilota uno stadio finale modulato. Il tubo oscillatore è controllato da una valvola a reattanza che assicura la stabilizzazione automatica della frequenza. Trasmettitori di tale tipo non sono generalmente adottati con simpatia dagli OM per le difficoltà di messa a punto del circuito di stabilizzazione di frequenza, ed in definitiva non sono poi più economici di un trasmettitore con pilotaggio a quarzo, a meno che si lavori su frequenze ultraelevate.

Il controllo di frequenza a quarzo presenta indubbiamente una serie di innegabili vantaggi: anzitutto la stabilità assoluta di frequenza, indipendente da variazioni termiche o da sollecitazioni meccaniche, può essere ottenuta con una spesa assai ridotta; in secondo luogo è possibile passare con una relativa rapidità da una frequenza all'altra con la semplice sostituzione del quarzo (di solito i trasmettitori sono provvisti di un certo numero di quarzi selezionabili con commutatore) ed il ritocco dei circuiti di sintonia.

I progressi fatti dalla tecnica degli oscillatori piezoelettrici consentono attualmente di realizzare un trasmettitore per la gamma 144 MHz con soli tre stadi, triplicando sul finale, o con 4 stadi e finale come amplificatore.

Altro vantaggio non indifferente del controllo a cristallo è quello di poter conoscere sempre esattamente la propria frequenza di emissione, data dal prodotto della frequenza di targhetta del quarzo usato per il fattore di moltiplicazione adottato nel trasmettitore.

A tutti questi vantaggi si accoppiano tuttavia alcuni inconvenienti di carattere pratico, particolarmente sentiti dall'OM, in particolare durante i Contest.

Il primo inconveniente del controllo a quarzo è di carattere assolutamente contingente, almeno in Italia: dato che i quarzi del commercio sono di costo relativamente elevato (non però inaccessibile per le finanze degli OM), la gran parte dei radioamatori si è messa in caccia dei quarzi che offriva il mercato dei residuati di guerra, di costo molto inferiore e di pari efficienza. Per la copertura della banda da 144 a 146 MHz, un fattore di moltiplicazione di 18 risultava particolarmente comodo nella realizzazione del trasmettitore, con uno stadio duplicatore e due triplicatori, ed i quarzi utilizzabili risultano in conseguenza quelli di frequenza compresa tra 8000 ed 8111 MHz.

Quarzi di frequenza compresa entro i limiti suddetti erano e sono tuttora reperibili sul mercato dei materiali exmilitari con una relativa facilità. Purtroppo tali quarzi sono limitati ad un numero esiguo di canali, per cui capita che parecchi OM di diverse località siano in possesso dello stesso quarzo. Tale circostanza costituisce così un serio inconveniente durante i periodi di intenso traffico, tanto che nel corso dell'ultimo Contest V.H.F., in certe

Il controllo di frequenza a quarzo presenta indubbiamente una serie di vantaggi innegabili. Ma a tali vantaggi si accoppiano tuttavia alcuni inconvenienti di carattere pratico, particolarmente sentiti dall'OM, soprattutto durante i Contest. Ne consegue la necessità di valutare, caso per caso e con intelligenza, la soluzione più opportuna.

ore del giorno il QRM sulla banda, ed in particolare sui canali 144,9 e 145,2 MHz non aveva nulla da invidiare a quello già famoso dei 40 metri fonia.

A tale inconveniente non sarebbe difficile porre rimedio, sia evitando di ricorrere troppo ai quarzi ex militari, sia provvedendo ad una leggera smerigliatura dei medesimi, in modo da ottenere un'emissione su frequenza diversa da quella originale.

A tale proposito merita di essere segnalato che in Germania occidentale il D.A.R.C. ha proposto per i DL e DJ una ripartizione delle frequenze in base alle regioni di residenza dei vari OM; in tal modo, oltre ad una riduzione delle interferenze, si addiviene ad una rapida identificazione della località di provenienza di una emissione.

Il secondo inconveniente del controllo a quarzo nei trasmettitori radiantistici è assai più grave, e precisamente il fatto di non consentire il collegamento isoonda od in maglia. Non è infatti immaginabile che tutti i dilettanti possano trasmettere su una frequenza comune per mettersi in maglia. Di conseguenza la prima conclusione che se ne trae è che ogni QSO impegna due canali, mentre se fosse possibile ad entrambi i corrispondenti l'emissione sulla stessa frequenza lo spettro di frequenza richiesto per il collegamento sarebbe dimezzato.

Ancora più grave si presenta il fatto in occasione dei Contest, in cui interessa la realizzazione del massimo numero di collegamenti. Infatti, se ognuno dei due corrispondenti in collegamento impiega una diversa frequenza di emissione, un terzo operatore che volesse entrare in contatto e che disponesse (caso frequentissimo) di una terza frequenza, non potrà in alcun caso essere udito da nessuno dei due corrispondenti, fino a che essi non esploreranno l'intera banda.

Nel caso di costituzione di una rete di stazioni radiantistiche di emergenza, si addiverrebbe alla pratica impossibilità di stabilire collegamenti fra le varie stazioni, dato che non si può pensare che ognuno di esse conosca l'esatta frequenza di emissione di tutte le altre; in ogni caso è esclusa la possibilità di collegamento in maglia, dato che in tal caso ogni stazione dovrebbe disporre di un ricevitore per ogni canale usato dalle corrispondenti, o quanto meno di un ricevitore multicanale a frequenze fisse predisposte ed immediatamente selezionabili.

A tali inconvenienti naturalmente la soluzione radicale è quella del controllo di frequenza con oscillatore pilota a frequenza variabile, ed in tale senso si orientano gli OM di oltre Atlantico.

D'altro canto anche l'oscillatore a frequenza variabile, oltre a richiedere un maggior numero di stadi con conseguente aumento (sia pur esiguo) di consumo di energia, comporta una maggiore complessità dell'apparecchio se non si vuole compromettere la stabilità della frequenza emessa. Inoltre mal si presta all'impiego in apparecchiture portili, a meno che si prendano speciali precauzioni nella sua realizzazione ed alimentazione.

Ci si potrebbe quindi orientare verso un impiego del quarzo in tutti quei casi in cui sia possibile sfruttarne in pieno le doti di sicurezza e stabilità, come nel caso delle apparecchiature portatili per collegamenti fissi (messa a punto di antenne a distanza, controllo misure di campo, ecc.) ed in quelle costruite per la realizzazione di collegamenti isolati di particolare interesse, quali ad esempio i tentativi di primato ed i collegamenti continui tra stazioni fisse. In tutti gli altri casi, ed in particolare per i Contest, l'impiego di un oscillatore pilota a frequenza variabile risulterebbe più opportuno, anche se comporta maggiori difficoltà di carattere tecnico in fase di realizzazione e messa a punto.

Queste righe non intendono in alcun modo di dare una definitiva risposta al quesito posto nel titolo, ma solo di metterne in luce alcuni aspetti salienti. Orientamenti più precisi e definiti potranno manifestarsi attraverso costruttive discussioni e concrete esperienze.

*

notiziario industriale

(segue da pag. 497)

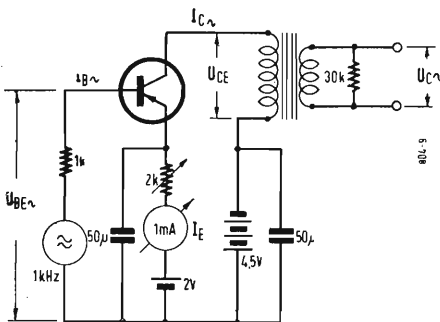
Germania: I ricevitori della nuova serie 1956

Come si sa i costruttori di ricevitori in Germania hanno deciso di mettere sul mercato, ad una data fissa, una volta all'anno i loro nuovi modelli.
Questa presentazione a data fissa delle novità (Neuheinteutermin) ha suscitato, come sempre, l'interesse della stampa specializzata.
Noi citeremo qui qualche impressione raccolta, dandone alcuni dettagli.
Dal punto di vista tecnico, in generale si sono curati particolarmente gli stadi a bassa frequenza. In questo campo della trasmissione si tende ad avvicinarsi sempre più alla trasmissione ad alta fedeltà. La tecnica che caratterizza il termine «Hi - Fi» originariamente utilizzata quasi solo dagli amatori, sembra guadagnare sempre più il favore del grande pubblico ed essere applicata ai ricevitori di serie.
Non si può che rallegrarsi di questa evoluzione.
Si sa, in pratica, che per la maggior parte dei paesi europei che hanno deciso di introdurre la radiodiffusione VHF - FM, l'argomento secondo il quale questa tecnica permetterebbe una trasmissione di alta qualità non è stato determinante. Ciò è ugualmente vero per la Germania dove la evoluzione osservata nella costruzione dei ricevitori permette di notare che — raggiunto l'obbiettivo principale — cioè quello di evitare l'«impasse» creato dalla situazione in onde medie, il punto di vista della qualità della trasmissione, ha preso una importanza crescente nello spirito del pubblico.
Questa evoluzione e le sue inevitabili conseguenze per i radio diffusori, (qualità di trasmissione delle linee, delle registrazioni, dell'attrezzatura, degli studi ecc.), non dovrebbero essere perse di vista nei progetti di installazione di una rete di trasmettitori VHF.
Una inchiesta recente del «Suddeutscher Rundfunk» ha d'altronde dimostrato che il numero di ascoltatori che possiedono dei ricevitori VHF era passato dal 52 al 59 % nel 1955-56.
Fatto ancora più importante — secondo questa inchiesta — il numero degli ascoltatori che ascoltano regolarmente le trasmissioni VHF, sarebbe passato dal 28 al 40 %.
Praticamente, tutti i ricevitori di prezzo elevato, e la maggior parte dei ricevitori di prezzmedio utilizzano delle combinazioni di parecchio altoparlanti.
Una ditta ha sviluppato un nuovo sistema denominato «compressore di suono»; questo sistema a camera di compressione è basato su dei condotti cilindrici nei quali l'aria oscillante è condotta al punto di irradiazione.
Con questa combinazione — camera di compressione e sistema di condotti — si arriva ad una resistenza di irradiazione relativamente elevata e, per conseguenza a un buon rendimento.
Questo sistema ha un altro vantaggio: le masse in movimento sono piccole e possono quindi agevolmente seguire gli effetti del regime transitorio, quello che garantisce una riproduzione del suono con distorsioni particolarmente minime.
Il 48 % dei ricevitori utilizzano dei dispositivi a pulsante per la scelta di differenti timbri sonori e certi possiedono una gamma di possibilità molto varia (per esempio: jazz, a solo, orchestra, trasmissioni parlate, basso). Parecchi ricevitori sono provvisti di comandi a distanza, di esecuzione migliorata.
Segnaliamo una novità piacevole: il commutatore acustico a distanza. Esso consiste in un relais che risponde a un segnale acustico di 9 kHz generato da un piccolo klaxon che determina il funzionamento del ricevitore.
Negli stadi FI e RF, non si notano, innovazioni sensazionali. Si è introdotto tuttavia un gran numero di migliorie (sensibilità, selettività, irradiazione parassita). Il 97 % degli apparecchi portano la banda VHF-FM.
Nel 33 % circa dei ricevitori, si è rinunciato alla banda delle onde corte. Nel campo della presentazione, le forme convenzionali sono sempre dominanti, ma si notano sempre più dei modelli dalle forme moderne, concepiti da architetti di fama, modelli che s'armonizzano con lo stile attuale dell'arredamento. *(Uer)*

Diodi e Triodi al Germanio di Produzione Telefunken

Circuiti d'Impiego e Dati Tecnici

1. - DETERMINAZIONE DELLA SUPERFICIE DI RAFFREDDAMENTO.

La massima dissipazione ammissibile in un transistore è in stretta dipendenza con la possibilità di disperdere il calore generato internamente.

Schema 1. - Stadio amplificatore di bassa frequenza a transistore. - Schema generale - L'amplificazione di potenza G, che si esprime normalmente in dB, è data da: $G = N_C/N_E$ in cui: $N_C = U_{CE} \cdot I_C$; $N_E = U_{BE} \cdot I_B$.

Per la valutazione di questo processo di dispersione valga l'esempio qui sotto riportato.

Il transistore può essere considerato una sorgente di calore N_V , con una resistenza termica interna $R_{i\ term}$.

A questa sorgente di calore si supponga collegato uno scambiatore di calore, rappresentato dalla superficie di raffreddamento, che possieda una resistenza termica di dispersione $R_{a\ term}$.

Nella trattazione che segue si farà uso di unità elettrotermiche, e precisamente:

— resistenze termiche: °C/Watt
— potenze termiche: Watt ecc.

Per il complesso sorgente di calore e resistenze termiche, possiamo scrivere le seguenti relazioni, che sono corrispondenti alla legge di Ohm per i circuiti elettrici:

$$\Delta T_1 = N_V \cdot R_{i\ term}$$
$$\Delta T_1 = T_{sp} - T_G \qquad [1]$$
$$\Delta T_2 = N_V \cdot R_{a\ term}$$
$$\Delta T_2 = T_G - T_u \qquad [2]$$
$$\Delta T = N_V \cdot (R_{i\ term} + R_{a\ term})$$
$$\Delta T = T_{sp} - T_u \qquad [3]$$

in cui:

T_{sp} = Temperatura nella superficie di giunzione.
T_G = Temperatura dell'involucro.
T_u = Temperatura ambiente.

Inoltre è:

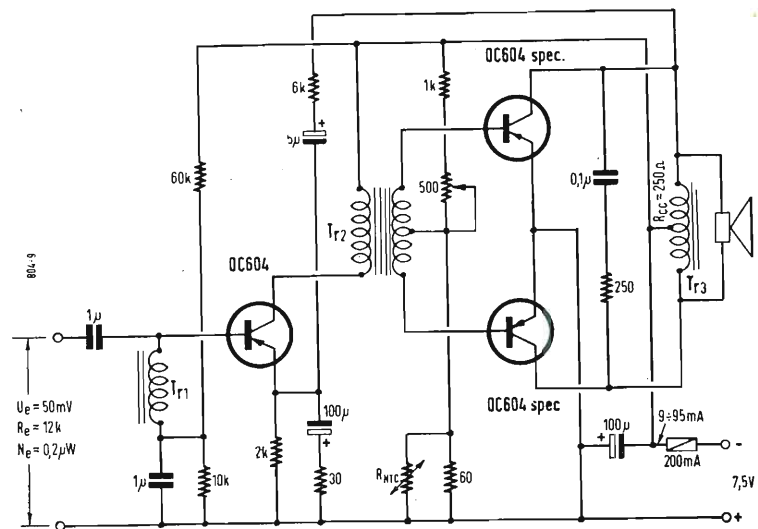
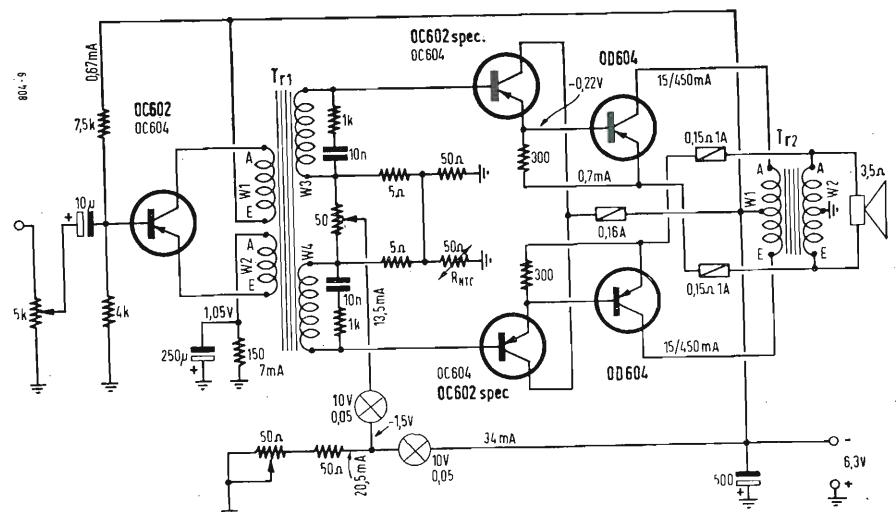
$$R_{a\ term} = \frac{1}{\sigma \cdot F} \qquad [4]$$

in cui:

F = Superficie raffreddante in cm²

σ = Costante di dispersione in mW/cm² °C.

La costante di dispersione non è indipendente in modo assoluto dalla sovratemperatura della superficie raffreddante rispetto all'ambiente, nè dalla superficie totale raffreddante, in quanto si compone di tre fattori:

— Dispersione per irraggiamento, che è un fattore costante, e vale all'incirca 0,6 mW/cm² °C (valore massimo);

Schema 2. - Amplificatore di bassa frequenza da 0,4 W. La batteria deve mantenere una tensione costante in condizioni di segnale nullo e di segnale massimo. Il limite inferiore di frequenza è 40 Hz con l'impiego dei trasformatori indicati: $Tr1$ = lamierino ad alta permeabilità (μ = = 20.000), senza traferro, 1700 spire rame smaltato ∅ 0,07 mm, senza isolamento fra strato e strato; $Tr2$ = lamierino normale, senza traferro, L_1 = 300 spire rame smaltato ∅ 0,25 mm, L_2 = 3.300 spire rame smaltato ∅ 0,07 mm, L_3 = 300 spire rame smaltato ∅ 0,25 mm. Tra un avvolgimento e l'altro: 1 strato di tela oleata 0,1 mm; L_1 ed L_3 senza isolamento fra strato e strato, in L_2, ogni 5 strati, 1 strato di carta oleata 0,03 mm. $Tr3$ = lamierino normale, senza traferro, 600 spire rame smaltato ∅ 0,35 mm, presa centrale a 300 spire, senza isolamento fra strato e strato.

Schema 3. - Amplificatore di bassa frequenza 4 W, con batteria a tensione nominale 6,3 V. Potenza massima 6 W con alimentazione a 7,75 V. $Tr1$ = lamierino normale, senza traferro, W_1= = 850 spire rame smaltato ∅ 0,17 mm, W_2 = 690 spire rame smaltato ∅ 0,17 mm, W_3 = 110 spire rame smaltato ∅ 0,17 mm, W_4 = 850 spire rame smaltato ∅ 0,17 mm. Tra un avvolgimento e l'altro: 1 strato di carta oleata 0,06 mm. $Tr2$ = lamierino normale, traferro 0,1 mm (carta), W_1 = 2 × 44 spire rame smaltato ∅ 0,8 mm, W_2 = 2 × 46 spire rame smaltato ∅ 0,8 mm. Tra un avvolgimento e l'altro: 1 strato di tela oleata.

— Dispersione per conduzione, dipendente dalla superficie totale.

— Dispersione per convezione, dipendente dalla differenza della temperatura dell'ambiente e la temperatura della superficie raffreddante.

Con le superficie normalmente usate la costante di dispersione è compresa generalmente fra 1 e 2 mW/cm² °C.

Esempio:

Dai dati del tipo OD604 si ha:

— Temperatura massima nella superficie di giunzione $T_{sp} = 75°C$

— Resistenza termica interna $R_{i\ term} = 22,5°C/W$

Sia da dissipare una potenza $N_V = 1W$, con una temperatura ambiente $T_u = 45$ °C. Si ricerca la superficie raffreddante F.

Dalla relazione [3] si ricava:

$$R_{a\ term} = \frac{\Delta T}{N_V} - R_{i\ term} = 7,5\ °C/W$$

e quindi dalla [4] ponendo $\sigma = 1,5$ mW/cm² °C

$$F = \frac{1}{\sigma \cdot R_{a\ term}} = \frac{10^3}{1,5 \cdot 7,5} = 100\ cm^2$$

In questo calcolo si è supposto che la superficie raffreddante presenti una resistenza termica interna nulla, vale a dire

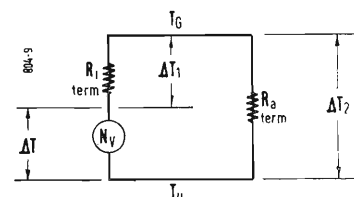
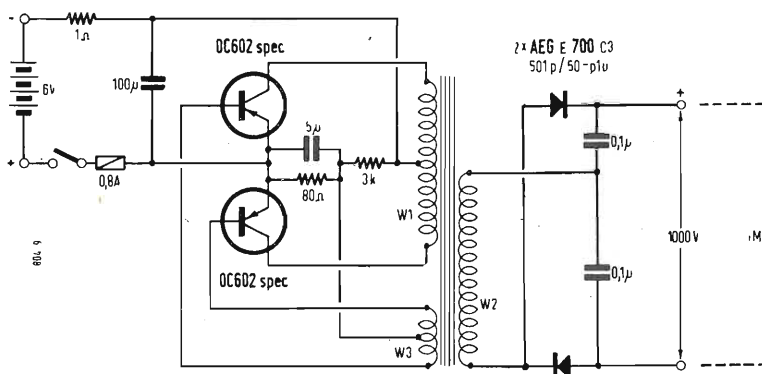



Fig. 1. - Schema equivalente del circuito termico di un transistore.

che non esista una caduta di temperatura entro di essa. Ciò è ammissibile usando lamierino di rame o di alluminio dello spessore minimo di 2 mm.

Schema 4. - Schema di principio di un amplificatore per sordità utilizzante tre transistori.

Schema 5. - Convertitore statico ad una semionda con OC 604 e due OA 161: ingresso: 6V c.c.; uscita: 70V c.c.; carico utile: 0,5 W. Il valore di R_1 stabilisce il carico utile. Quest'ultimo aumenta al diminuire di R_1 ($R_1 \approx 30\Omega$). Il valore di R_2 influisce sulla sicurezza dell'autoinnesco del sistema ($R_2 \approx 1$ kΩ). In condizioni di cortocircuito ($U_2 = 0$), la corrente di collettore deve essere $I_C = 8$ mA. $C_1 = C_2 = 1\mu F$. Dati del trasformatore: Lamierino normale 0,35 mm di spessore, traferro 0,5 ÷ 1 mm. Avvolgimenti (W_3-W_1-W_2-W_1): $W_1 = 146$ spire rame sm. 0,22; $W_2 = 730$ spire rame sm. 0,13; $W_3 = 25$ spire rame sm. 0,22. I due avvolgimenti W_1 sono collegati in parallelo.

Il complesso non deve mai funzionare a vuoto. Se può accadere che il carico venga a mancare, occorre collegare in parallelo sull'uscita una piccola lampadina al neon. la quale innesca se la tensione tende a salire troppo e viene in tal caso a costituire un carico.

Schema 6. - Convertitore statico a due semionde per alta tensione, con 2 OC602 spec. Ingresso: 6 V c.c.; uscita: 1.000 V c.c.; carico utile: 1 W. Dati del trasformatore: lamierino normale, traferro 0,1 mm; $W_1 = 2 \times 45$ spire rame smaltato ∅ 0,6 mm; $W_2 = 4.500$ spire rame smaltato ∅ 0,07 mm, $W_3 = 2 \times 17$ spire rame smaltato ∅ 0,4 mm. Frequenza di oscillazione $f = 1,5 \div 2$ kHz.

2. - STABILIZZAZIONE DI UN TRANSISTORE NEI RIGUARDI DELLA TEMPERATURA A MEZZO DI RESISTENZE A COEFFICIENTE NEGATIVO DI TEMPERATURA.

La corrente di collettore di un transistore è dipendente dalla temperatura, e la caratteristica di lavoro si sposta quindi, al crescere della temperatura, nella direzione di più basse tensioni della base.

Con analogia al coefficiente di amplificazione di un triodo, si può introdurre per i transistori un parametro di «deriva termica», espresso in questi termini:

$$D_T = \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}\right) \quad Ic = cost.$$

in cui:

D_T = deriva termica, in mV/°C

ΔU_{BE} = variazione della tensione di base

ΔT = variazione di temperatura del transistore

I_C = corrente di collettore.

Per il tipo OC604 spec. risulta $D_T \approx 2,7$ mV/°C e per il tipo OD604 $D_T \approx 2,0$ mV/°C

Si può ovviare alla variazione della rente di collettore se si inserisce nel partitore di tensione che determina la tensione di base, una resistenza a coefficiente negativo di temperatura, in modo da produrre una variazione della tensione di base da neutralizzare la variazione della corrente di collettore.

A questo scopo serve la combinazione di resistenze R_1, R_2 e R_{NTC} indicata nello schema.

La resistenza totale R di questa combinazione a 25°C deve essere:

$$R \geq \frac{R_e}{2}$$

in cui R_e è la resistenza d'ingresso del tran-

sistore:

$$R_e \approx \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{I_{B\,max}}$$

A massimo segnale si ha:

$$U_{BE1} = U_{BE} \quad \text{con} \begin{cases} U_C = U_{C\ residua} \\ I_C = I_{C\ max} \end{cases}$$

In condizioni di riposo:

$$U_{BE2} = U_{BE} \quad \text{con} \begin{cases} U_C = U^o \\ I_C = I_{C\ riposo} \end{cases}$$

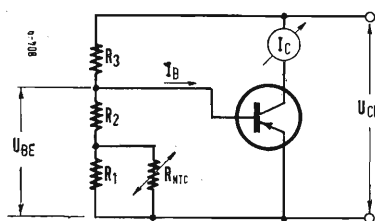



Fig. 2 - Circuito di stabilizzazicne.

In questo caso la corrente nella combinazione di resistenze è:

$$I = \frac{U_{BE2}}{R}$$

Il calcolo delle tre resistenze è quindi effettuato come segue:

R_{NTC} = resistenza a coefficiente negativo di temperatura T_k:

$$R_{NTC} \approx \frac{4D_T}{I.T_k}$$

R_1 = resistenza in parallelo:

$$\frac{1}{R_1} = \sqrt{0{,}8\ T_k\ \frac{I}{D_T . R_{NTC}}} - \frac{1}{R_{NTC}}$$

R_2 = resistenza in serie:

$$R_2 = \frac{U_{BE2}}{I} - \frac{R_1 . R_{NTC}}{R_1 + R_{NTC}}$$

3. - TRANSISTORI DELLA SERIE « COLORATA ».

Il transistore è un dispositivo, almeno finora, dai parametri estremamente variabili in funzione di diversi fattori, ed anche fra esemplare ed esemplare dello stesso tipo.

La Telefunken segue ora un interessante procedimento. Essa pone in commercio dei transistori chiamati della serie « colorata ». Si tratta di transistori della normale produzione, suddivisi a seconda del loro effettivo coefficiente di amplificazione di corrente, misurato in sede di collaudo.

Essi vengono quindi contrassegnati con un punto colorato, seguendo un determinato codice di colori:

coeff. di amplif. effettivo	colore
da 20 a 30	rosso
» 30 » 40	arancio
» 40 » 50	giallo
» 50 » 60	verde
da 60 a 75	azzurro
» 75 » 100	viola
» 100 » 150	bianco

Con questo sistema si può contare su un risultato molto più preciso quando si passa dalla fase di progetto alla realizzazione di un montaggio a transistori.

Immaginiamo infatti di aver progettato un amplificatore di bassa frequenza a 4 stadi, per un guadagno totale di corrente di 132 dB (33 dB ogni stadio).

La stessa amplificazione totale può essere ottenuta anche se i diversi stadi hanno amplificazioni maggiori o minori di 33 dB, combinando opportunamente transistori dello stesso tipo, variamente colorati, che possiedono cioè un coefficiente di amplificazione effettivo diverso da quello indicato sulle tabelle.

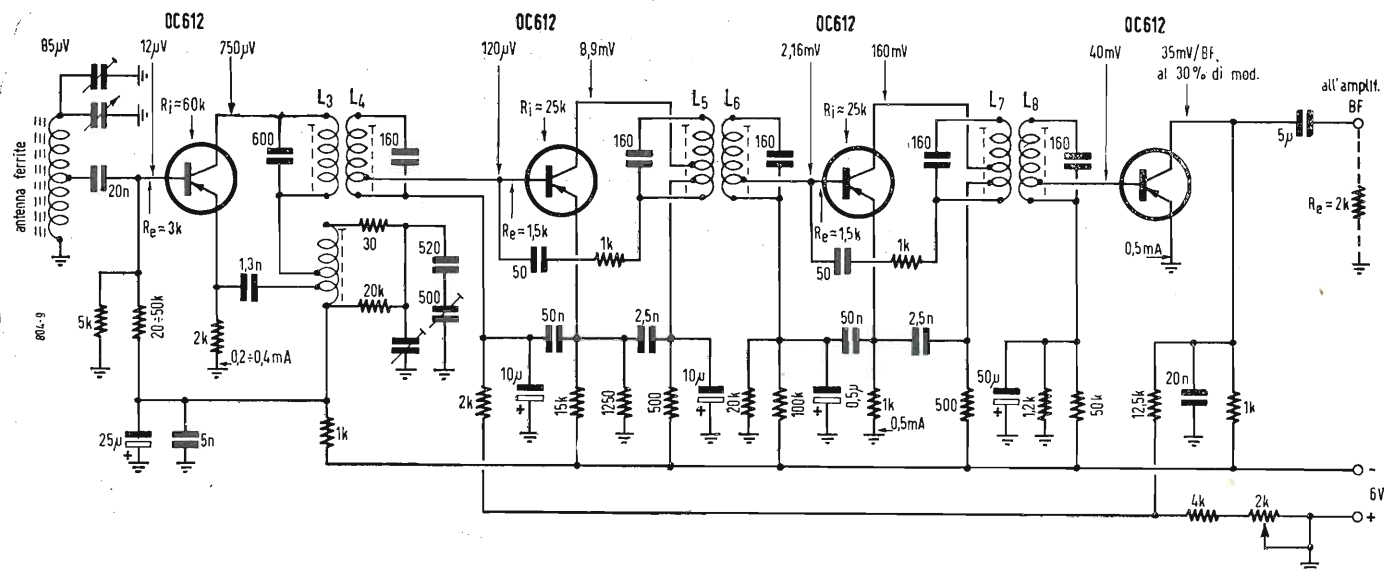
In tal modo, con l'aiuto di questa serie selezionata, è possibile costruire vari amplificatori con ristretta tolleranza sul valore dell'amplificazione senza dover prevedere aggiustaggi finali di altri elementi del circuito.

Ciò è particolarmente utile nella costruzione in serie degli amplificatori per le protesi contro la sordità.

Finora i transistori che possono venir forniti nella serie colorata sono i seguenti:

OC 602	OC 603	OC 604
OC 622	OC 623	OC 624

Ad esempio il transistore OC 602 comprende le selezioni rosso, arancio, giallo. Il tipo OC 604 può essere verde, azzurro, viola o bianco.

Questi transistori si forniscono unicamente a serie colorate complete, e non è possibile l'acquisto di transistori tutti di un medesimo colore. *(g.k.)*

Schema 7. - Supereterodina a batteria per onde medie Mescolatore; due stadi a frequenza intermedia; rivelatore con 4 OC612. Controllo automatico di sensibilità sul 1° stadio amplificatore a frequenza intermedia; tensione della batteria: 6 V; frequenza intermedia: 470 kHz. Dati di avvolgimento delle bobine impiegate:

1) Antenna ferrite (0,2 mH) Numero di spire a seconda delle caratteristiche del nucleo; Filo Litz 20×0,05; Presa a circa 1/7 del totale, dal lato freddo.

2) L_2 = Oscillatore (0,09 mH) 85 spire a nido d'ape, larghezza mm 7; Filo Litz 20×0,05; Nucleo Ferrocart M7; Prese a 11 e 68 spire dal lato freddo.

3) L_3, L_4 = Iª MF. L_3 = 0,186 mH: 111 spire a nido d'ape. Inizio dell'avvolgimento al lato freddo; Filo Litz 10×0,05; Nucleo ferrite M6.
L_4 = 0,655 mH: 208 spire. Filo Litz 10×0,05; Nucleo ferrite M6; Presa a 17 spire dal lato freddo.

4) L_5, L_6 = IIª MF; L_7, L_8 = IIIª MF. L_5, L_7 = 0,655 mH: 208 spire a nido d'ape. Filo Litz 10×0,05; Nucleo ferrite M6; Prese a 17 spire e 88 spire. La presa a 17 spire è il lato freddo nei riguardi della radiofrequenza.
L_6, L_8 = 0,655 mA: 208 spire a nido d'ape. Filo Litz 10×0,05; Nucleo ferrite M6; Prese a 17 spire a cominciare dal lato freddo.
Se si collega all'uscita l'amplificatore in controfase classe B con OC 604 spez., più sopra descritto, la sensibilità dell'apparecchio, per un'uscita di 50 mW, è dell'ordine di 50 µV usando l'antenna ferrite, e di 16 µV usando una antenna normale.
Il consumo di corrente è inferiore a 2 mA.

MW 43-64
AW 43-80
70°
90°
397±10
485±10

MW 53-20
MW 53-80
AW 53-80
70°
90°
90°
482±10
507±10
581±10

Philips AW43 - 80, AW53 - 80

Sono due cinescopi con angolo di deviazione di 90° e focalizzazione elettrostatica, per uso in ricevitori di TV.

Alla richiesta di cinescopi con schermo di dimensioni sempre maggiori fa riscontro l'esigenza, pur sempre più vivamente sentita, di ricevitori di TV di ingombro ridotto. Ciò ha imposto una continua evoluzione nella tecnica costruttiva dei cinescopi, cosicchè nel giro di pochi anni si è passati dai cinescopi a schermo tondo di 9″ e 12″, con angolo di deviazione di 65°, ai moderni cinescopi con schermo rettangolare, angolo di deviazione di 90° e focalizzazione elettrostatica.

Un semplice paragone fra i vecchi tipi di cinescopi e i tipi più recenti permette di valutare i vantaggi di questi ultimi: con un ingombro in profondità inferiore, il cinescopio AW43-80 possiede una superficie utile dello schermo più che doppia di quella del cinescopio di vecchio tipo MW31-16.

Le caratteristiche più salienti dei nuovi cinescopi si possono così riassumere:
deflessione magnetica a grande angolo (90° secondo la diagonale dello schermo) che permette una notevole riduzione dell'ingombro in profondità;
focalizzazione elettrostatica che permette una ulteriore riduzione dell'ingombro (minor lunghezza del collo) e assicura una ottima messa a fuoco nel modo più semplice e sicuro;
schermo in vetro grigio metallizzato che consente una elevata luminosità senza richiedere grandi valori di EAT e assicura il miglior contrasto anche in ambienti illuminati;
trappola ionica che, unitamente alla metallizzazione dello schermo, assicura la massima durata del cinescopio.

Le condizioni tipiche di impiego richiedono una tensione anodica compresa tra 14 e 16 kV con una tensione della griglia 2 di 300 V. *(tr.)*

RCA 2N247 - Transistore per alte frequenze

Il 2N247 è un transistore di tipo p-n-p al germanio, progettato principalmente per impiego quale amplificatore a RF in appati militari e commerciali, nonchè quale amplificatore FI o convertitore. Esso è realizzato secondo concetti nuovi che consentono di ottenere una bassa resistenza di base e una bassa capacità di transizione di collettore. Altra particolarità di notevole interesse per l'uso del 2N247 alle alte frequenze è la presenza di uno schermo destinato a ridurre le capacità tra i terminali e gli effetti di accoppiamento con i circuiti adiacenti. L'effetto schermante è ottenuto mediante un quarto conduttore disposto tra i conduttori di collettore e di base e connesso internamente a un involucro metallico isolato.

Tutte queste caratteristiche consentono il progetto di circuiti amplificatori RF aventi alta efficienza d'ingresso, notevole stabilità, buona possibilità di controllo automatico di guadagno entro una vasta gamma di livello dei segnali d'ingresso, nonchè buon rapporto segnale-disturbo.

Il 2N247 ha una dissipazione di collettore pari a 35 mW max. In opportuno circuito (emettitore in comune e ingresso sulla base) questo transistore può fornire un guadagno di potenza di 45 dB a 1,5 MHz e di 24 dB a 10,7 MHz La bassa capacità di transizione di collettore (1,7 pF) consente buoni guadagni nella banda broadcast AM senza ricorrere a circuiti di neutralizzazione. *(tr.)*

RCA 5FP7-A, 5FP14-A-Tubi r.c. 5″

Si tratta di due tubi a r.c. con schermo di 5″ e focalizzazione e deviazione magnetiche, che differiscono esclusivamente per le caratteristiche dei fosfori usati (P7 e P14, rispettivamente).

Per l'accensione si richiedono 0,6 A a 6,3 V. La tensione anodica è compresa tra 4 e 7 kV, la tensione della griglia 2 è di 250 V. L'angolo di deviazione è di circa 53°. *(tr.)*

RCA 6DG6 - GT - Pentodo di potenza

Con zoccolo octal e involucro di vetro il 6DG6-GT è un pentodo di potenza progettato principalmente quale amplificatore audio di potenza. Ad eccezione delle caratteristiche di accensione 1,2 A a 6,3 V) e della tensione di picco tra catodo e filamento (90 V max) il pentodo di potenza 6DG6-GT è simile al 25L6-GT.

Il 6DG6-GT presenta una alta sensibilità di potenza a tensioni relativamente basse di placca e di griglia schermo. Ad esempio, un solo tubo montato in classe A_1 funzionante con tensione anodica di 200 V e tensione di griglia schermo di 125 V, può fornire 3,8 W di potenza audio con un pilotaggio di soli 8,5 V picco sulla griglia controllo.

La zoccolatura è la seguente: 1) non connesso; 2) filamento; 3) placca; 4) gri-

glia schermo; 5) griglia controllo; 6) mancante; 7) filamento; 8) catodo e terza griglia. *(tr.)*

RCA 19AU4 - Diodo rettificatore.

Progettato per l'impiego quale diodo smorzatore nei circuiti di deviazione orizzontale dei televisori monocromatici, questo diodo ha una accensione di 0,6 A a 18,9 V e zoccolo octal.

Caratteristiche limite di questo diodo sono: 4500 V max di tensione anodica inversa; 1,05 A di corrente anodica di picco; 175 mA di corrente anodica continua. Il 19AU4 è progettato in modo da poter sopportare impulsi picco negativi tra filamento e catodo fino a valori di 4500 V con una componente continua fino a 900 V.

La zoccolatura è la seguente: 1) e 2) non connessi; 3) catodo; 5) placca; 7) e 8) filamento. *(tr.)*

RCA 6201 - Doppio triodo « premium »

Si tratta di un doppio triodo di costruzione professionale ad alto mu, con zoccolo miniatura a 9 piedini. Costruito per poter lavorare in condizioni particolarmente severe (per quanto riguarda urti e vibrazioni meccanici) è destinato a trovare impiego in apparecchiature mobili e per aerei e in circuiti di comando per applicazioni industriali. Ad esempio quale convertitore, oscillatore e amplificatore per frequenze fino a 300 MHz. Elettricamente si può ritenere una versione professionale del doppio triodo 12AT7.

La zoccolatura è la seguente: 1) placca del triodo 2; 2) griglia del triodo 2; 3) catodo del triodo 2; 4) filamento del triodo 2; 5) filamento del triodo 1; 6) placca del triodo 1; 7) griglia del triodo 1; 8) catodo del triodo 1; 9) presa centrale del filamento.

Accensione: 0,15 A a 12,6 V oppure 0,3 A a 6,3 V, serie o parallelo. *(tr.)*

Fogli di aggiornamento del Manuale tubi riceventi Philips.

È stato distribuito un gruppo di fogli di aggiornamento portanti l'indicazione 9-9-1956 per il Manuale tubi riceventi Philips. Essi riguardano i tubi DAF96, DF97, DY87, E91H, E180F, EC56, EC57, ECF80, EF83, EL95, EY87, PCF80, UBF89, UL84, AW43-80, AW53-80, DB7-5, DG7-5, DP7-5, DR7-5, DB7-6, DG7-6, DN7-6, DP7-6, DR7-6, DG7-32, DG7-36, DB10-6, DG10-6, DP10-6, DR10-6, DG10-74, DB13-2, DG13-2, DP13-2, DR13-2, MW53-80, K50A, 4066. *(tr.)*

Nuovi tubi sovietici.

« Siamo in particolare ritardo nello sviluppo dei nuovissimi modelli di televisori e perfino la produzione dei cinescopi rettangolari non è ancora avviata. Nel campo della televisione a colori si procede con una inaccettabile lentezza. Non si insiste sullo studio del sistema con la subportante, conducendo da un anno intero le prove col sistema sequenziale di cui sono ben noti i difetti».

Così si è espresso un eminente tecnico russo, il prof. V. Siforow, nel dicembre 1955 sulle pagine della rivista sovietica *Radio* (p. 5), di cui è il redattore in capo. Da quel tempo è già passato quasi un anno e molti progressi sono stati compiuti. Dalle prove col sistema sequenziale di televisione a colori, si è passati allo studio del sistema con la subportante. Come risulta da un articolo di V. Anìssimov (*Radio*, luglio 1956, p. 38), è stata iniziata la produzione dei cinescopi rettangolari, con diagonali 14″, 17″ e 21″. Sono tre tipi in vetro e un quarto 17″ in metallo. Inoltre è in preparazione un modello metallico a 21″. L'angolo massimo di deviazione è di 70° circa. Riscaldamento 0,6 A a 6,3V. Nell'anno prossimo, 1957 verranno introdotti schermi alluminizzati, vetri grigi per cinescopi di costruzione mista in metallo e vetro, modelli grand'angolari (90°) e modelli per riscaldamento in serie 0,3 A.

Per quanto si tratta di valvole per realizzazioni moderne, ne riferisce un altro articolo, a firma di A. Asatjàn, pubblicato sul fascicolo di settembre 1956 della stessa rivista sovietica *Radio* (p. 46) e secondo il quale è in preparazione nell'Unione Sovietica una nuova serie di valvole. Ciascuna delle singole valvole della serie, secondo l'autore, corrisponde (talvolta con lievi modifiche), ad uno dei seguenti tipi di valvole europee o americane:

1) Triodo amplificatore o convertitore per OUC, riscaldamento diretto: DC 96.

2) Doppio triodo per circuito cascode: ECC 84 che dalla prima valvola per lo stesso impiego costruita nell'URSS (e di cui abbiamo riferito su queste pagine nell'aprile 1956, p. 168), si distingue per la sua facoltà di funzionare a frequenze superiori a 200 MHz.

3) Triodo-pentodo convertitore per OUC: ECF80.

4) Triodo-eptodo convertitore: ECH81.

5) Pentodo finale video: EL83.

6) Triplo diodo-triodo: EABC80.

7) Pentodo finale audio: EL84.

8) Doppio triodo per oscillatore bloccato e amplificatore quadro: 6S4.

9) Pentodo finale audio o di quadro: EL82.

10) Pentodo finale di riga: 6BQ6GT, unico tipo di questa serie con zoccolo octal.

11) Diodo smorzatore per 6,3 V d'accensione, caratteristiche intermedie tra: PY81 e 6AX4GT.

12) Diodo EAT: 1X2A.

13) Indicatore di sintonia: EM80.

La nomenclatura russa delle nuove valvole è per ora stabilita soltanto per gli equivalenti dei diodi 6AX4 e 1X2A e della finale di riga 6BQ6GT. Questi tre tipi sono già usciti dallo stadio preparatorio e si mette a punto la loro produzione. Con essi sono già stati equipaggiati i modelli di televisori a schermo rettangolare che fanno quest'anno la loro prima apparizione in URSS; si tratta di tre modelli a 14″, di due a 17″, di uno a 21″ e perfino di uno per proiezione su schermo 90×120 cm. La produzione dei rimanenti tipi di valvole dovrebbe iniziarsi entro la fine del 1956.

Dall'esame di questo elenco risulta che le valvole della serie P, per accensione in serie 0,3 A, non hanno riscontrato il favore dei circoli pianificatori sovietici. L'autore lo attribuisce a maggiori difficoltà tecnologiche che si dovrebbe superare realizzando una simile serie. Confrontando queste riserve con quanto preannunciava l'articolista precedente (V. Anìssimov) sul fascicolo di luglio, si può concludere che la riluttanza verso l'accensione in serie verrà presto superata.

Le nuove valvole costituiranno una serie completa in unione con altre valvole miniatura sovietiche preesistenti. *(O.Cz.)*

Giubileo della radio belga

La Radio belga, fondata nel 1931, festeggia quest'anno il suo giubileo. La stampa ricorda che l'I.N.R. iniziò la sua attività con due trasmettitori da 15 kW ciascuno e con soli 75.000 ascoltatori. *(r.tv.)*

Costa d'Avorio

Radio Abidjan (60,67 m - 4905 kHz - 10 kW) emetterà in Inglese il lunedì-mercoledì-venerdì dalle ore 18.45 alle ore 19.00.

Francia

La Radio Televisione Francese ha comunicato di avere in animo di installare un trsmettitore di 250 kW per irradiare ad onde lunghe il Programma di Parigi Inter. Si crede che esso sarà completato entro il 1958.

Accordo franco-tunisino per la radiofonia

La Radio francese ha sottoscritto col Governo tunisino un accordo in base al quale a partire dal 31 marzo 1957 la gestione della radiofonia in Tunisia passerà dalla Francia alla nuova nazione. La RTF continuerà a prestare assistenza tecnica, mentre la Radio Nazionale Tunisina designerà quanto prima il nuovo direttore di Radio Tunisi. *(r.tv.)*

La chiesa finlandese e la radio

Il settimanale radiofonico finlandese «Radio Kuuntelija» ricorda che il primo servizio religioso della Radio finnica risale al 1924 e che da allora la Radio finlandese ha sempre tenuto ad esaltare l'alto valore spirituale della religione, mediante un costante miglioramento dei propri programmi destinati ai fedeli. Recentemente è stato messo allo studio un progetto tendente ad ottenere per le trasmissioni religiose una particolare cappella consacrata al culto. *(r.tv.)*

Estensione delle trasmissioni straniere alla Germania dell'Est

Il 1° maggio scorso, la Rep. Democratica Tedesca ha inaugurato dei servizi di trasmissione in svedese e norvegese. Fino a quel momento i servizi per l'estero, della Germania dell'Est, avevano solo dei programmi di inglese e in francese, introdotti il 15 aprile 1955. Queste trasmissioni svedesi e norvegesi (della durata di una mezz'ora) hanno luogo ogni giorno alle ore 19.00, 20.30 e 22.00 a cura dei trasmettitori di onde corte su 6115 e 7150 kHz.

Germania Occidentale

Gli orari delle trasmissioni in lingua tedesca della Deutsche Welle, a partire dal 16 Settembre 1956 sono:

02.30-05.30	verso l'America del Nord	25.44 - 31.12 - 50.17 m.
08.00-11.00	verso l'Estremo Oriente	16.79 - 19.64 - 25.44 m.
15.30-18.30	verso il Medio Oriente	16.84 - 19.64 - 25.12 m.
19.00-22.00	verso l'Africa	16.84 - 19.64 - 25.44 m.
25.00-02.00	verso l'America del Sud	19.51 - 25.44 - 31.15 m.

Alcune di queste frequenze segnalate avranno la potenza di 100 kW.

Germania: La stazione trasmittente di Julich

Una nuova stazione trasmittente a onde corte di 100 kW è stata messa in servizio sperimentale a Julich il 26 giugno. Questa stazione costruita dalla Telefunken, usa dei tubi a raffreddamento per evaporazione. Si può trovare nella Rivista «Telefunken Zeitung» di giugno, una descrizione molto completa di queste installazioni.
Una seconda stazione dello stesso tipo, doveva essere messa in servizio il 27 luglio. *(Uer)*

Decimo anniversario del terzo programma britannico

Il 29 settembre scorso il Terzo Programma britannico ha celebrato il suo decimo anniversario. La BBC ha pubblicato, in questa occasione, uno speciale opuscolo riepilogativo dell'attività svolta dal «Third» nel primo decennio. *(r.t v.)*

Irlanda: Cessazione delle trasmissioni a onde corte

Troviamo nella Rivista «Wireless and Electrical Trader» del 9 giugno 1956 una informazione secondo la quale, la stazione a onde corte di Athlone, cesserebbe prossimamente le sue trasmissioni. Secondo le dichiarazioni del Governo Irlandese, riportate nella rivista sopracitata, la decisione sarebbe dovuta al fatto che con gli sviluppi della televisione, l'ascolto delle onde corte è divenuto una cosa trascurabile nell'America del Nord, in direzione della quale la stazione effettuava! e sue trasmissioni. *(Uer)*

Israele

Israele, dalla sua emittente di Kol Sion Lagola, emette in lingua italiana al lunedì su m. 33.30 (9008 kHz) alle ore 23.30 (ora israeliana).

Congresso mondiale della radiofonia cristiana

Nel prossimo aprile, secondo quanto informa il settimanale tedesco «Hör Zu», si terrà a Beirut, nel Libano, una conferenza mondiale di radiofonia cristiana. *(r.tv.)*

Lussemburgo

Ci viene segnalato che dal 1° Novembre, Radio Lussemburgo onde lunghe è posta in relais con la stazione operante su 49.26 m - 100 kW. Ricordiamo che questa stazione viene attualmente utilizzata in relais con la stazione operante su 208,3 m in lingua fiamminga ed inglese del Granducato.

Marocco: Sviluppo delle trasmissioni a modulazione di frequenza

La radiodiffusione marocchina ci conferma della messa in servizio il 1° Agosto a Rabat, di 2 nuove stazioni trasmittenti a modulazione di frequenza, d'una potenza unitaria di 250 W. Le antenne sono di tipo Yagi, direzionale, alla sommità di un pilone di 60 m. Le frequenze utilizzate sono 87,9 e 92,1 MHz.
Queste stazioni trasmettono 2 programmi normali in lingua francese e araba, con qualche parte speciale destinata a interessare gli ascoltatori, a questa nuova tecnica.
Le trasmissioni a modulazione di frequenza non sono una novità nel Marocco e noi abbiamo già informato i nostri lettori della messa in servizio nel novembre scorso, della stazione di Casablanca di 250 W su 90 MHz. Una 4ª stazione di 250 W è prevista per la fine dell'anno in questa stessa città.
Il piano di attrezzatura degli anni prossim prevede l'aumento di potenza delle stazioni precedenti e la copertura dell'interno del Marocco e della zona costiera del Sud con una rete di stazioni trasmittenti a modulazione di frequenza. *(Uer)*

Avvisiamo gli amici lettori e tutti coloro che possono essere interessati che, a partire dal prossimo mese di Dicembre, gli Uffici della Editrice il Rostro, nonchè l'Amministrazione, la Redazione e l'Ufficio Pubblicità de **«l'antenna»**, si trasferiranno nei più ampi locali della nuova sede, situata nella stessa **Via Senato, al civico n. 28 - Tel. 702.908 e 798.230.**

Programmi della radio polacca

Secondo quanto riferisce «Radio i Swiat», l'istituzione di due distinti programmi radiofonici in Polonia, l'uno più serio e di qualità elevata e l'altro di carattere ricreativo, ha sollevato critiche e riserve di cui si è fatta interprete non solo la stampa ma la viva voce dei radioascoltatori.
Tra le varie prese di posizione è rilevante quella dell'illustre letterato Jerzy Putrament, il quale è intervenuto per mettere sotto accusa la Radiofonia polacca per aver adottato il sistema della diffusione quasi obbligatoria a mezzo di impianti pubblici che disturbano la quiete, giorno e notte, senza discrezione. *(r.tv.)*

Piano nazionale per la radiodiffusione spagnola

Da una nota pubblicata dal mensile «Cine-Radio-TV» di Madrid, si apprende che la Direzione Generale della Radiodiffusione spagnola sta elaborando un piano organico di sviluppo della Radio-TV nazionale che, allo stato attuale, risulta notevolmente in ritardo rispetto alla Radio-TV delle altre nazioni del mondo. *(r.tv.)*

Attività della radio spagnola

Dal giugno 1955 al giugno 1956 la Radio spagnola ha trasmesso 12.231 ore di programmi diretti all'interno e all'estero. A queste trasmissioni della Radio ufficiale debbono aggiungersi le 19.201 ore di programmi trasmessi dalle stazioni private di Barcellona, Valencia, Siviglia, La Coruna, Malaga, Cuenca e Huelva. *(r.tv,)*

Svizzera: Sviluppo della rete V.H.F.

Il 25° rapporto annuale della Società Svizzera di radiodiffusione, da il resoconto dei progressi realizzati nel piano dei progressi in V.H.F.
Ricordiamo che 19 stazioni trasmittenti F.M. sono state previste per il miglioramento delle condizioni di ricezione e 29 altre stazioni F.M. per la diffusione di un secondo programma. Le stazioni trasmittenti F.M. occuperanno 29 posti differenti, sparsi per l'intero paese.
Il piano di costruzione dovrebbe essere realizzato prima della fine del 1958. Alla fine del 1955, 6 stazioni F.M. erano in servizio: Sankt Anton (Valle del Reno) Ladir (Ilanz), Loèche-Feschel (Vallese centrale, 2 trasmettitori, l'uno trasmette il programma di Beromunster, l'altro quello di Sottens); Monte Morello (Mendrisiotto) e Ordons (Ajoie). Queste stazioni permettono agli ascoltatori situati nelle loro zone di servizio, di ricevere i programmi del trasmettitore nazionale della regione corrispondente, in condizioni d'ascolto perfette. *(Uer)*

Stati Uniti: Statistiche sul numero delle stazioni in servizio

«Television Digest» n. 26 pubblica delle interessanti statistiche indicanti che la radiodiffusione a modulazione d'ampiezza continua a svilupparsi negli Stati Uniti, malgrado lo sviluppo parallelo della televisione.
Al 1° luglio 1956, 2893 stazioni AM (modulazione d'ampiezza) erano in servizio contro 477 stazioni TV. Il numero delle licenze di trasmissione rilasciate dalla F.C.C. nel corso dei primi 6 mesi del 1956 era stato di 80 per la radiodiffusione AM e di 35 per la televisione. Durante lo stesso periodo 75 stazioni di radiodiffusione AM, 24 stazioni TV erano state messe in servizio. Alla data del 1° luglio 1956, 3021 stazioni AM erano debitamente autorizzate dalla FCC-2914 lo erano al 1° gennaio scorso, 2846 al 1° luglio 1955 e solamente 1056 nel 1945, fine del «congelamento».
La radiodiffusione FM sembra in regresso. Si contavano 549 stazioni autorizzate (532 erano effettivamente in servizio) al 1° luglio 1956 contro 557 (536 effettivamente in servizio) al 1° gennaio scorso. Vi erano al 1° luglio 1955 552 stazioni FM autorizzate (540 erano in servizio). Un massimo fu raggiunto alla fine del 1950 con 706 stazioni autorizzate. *(Uer)*

La Nascita di un Triodo a Cristallo

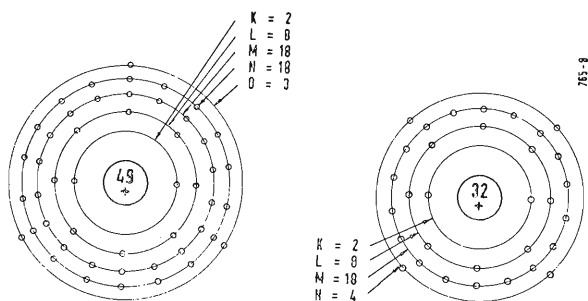
Da una Piccola Piastrina a un Transistore

dott. ing. Vittorio Valle

NEL PRECEDENTE articolo (1) abbiamo analizzati i procedimenti che permettono di ottenere dal biossido di *Ge* (Ge O_2) delle minuscole piastrine ed abbiamo concluso dicendo che, arrivate a quel punto, molta strada devono ancora percorrere per giungere alla meta.

Seguiamole ora attentamente nel loro lungo cammino.

1. - ATTACCO ACIDO.

Allo stato grezzo, ossia dopo la lappatura, le piastrine sono di color grigio, opache, senza apparenza metallica ed hanno uno spessore medio di circa 0,20 mm.

A sinistra Fig. 1 - Rappresentazione ideale di un atomo di indio.
A destra Fig. 2 - Rappresentazione ideale di un atomo di germanio.

La prima operazione è quella di attacco acido, necessaria per rimuovere lo strato superficiale rendendole in tal modo speculari. Questa operazione viene effettuata immergendole in una delle varie soluzioni di attacco a base di acido fluoridrico (HF), di acido nitrico (HNO_3), acqua ossigenata (H_2O_2), ecc. con composizioni percentuali dettate dall'esperienza. La soluzione viene tenuta in agitazione allo scopo di permettere un attacco il più possibile uniforme. Questo attacco, che può essere seguito da un secondo attacco, serve sia a rimuovere lo stato superficiale, la cui struttura cristallina era stata alterata dalle lavorazioni meccaniche, sia a portare le piastrine allo spessore prescritto, con le tolleranze stabiliti.

2. - LEGAMI DI VALENZA DI IMPURITÀ TRIVALENTI.

Questi primi articoli avrebbero la sola modesta pretesa di illustrare i vari processi di lavorazione, ma alle volte, ad un certo stadio, si rende utile l'esposizione di alcuni principi fondamentali.

La moderna teoria della struttura della materia dipinge l'atomo come contenente un cuore o nucleo centrale, con elettroni al difuori di detto nucleo e rotanti attorno ad esso, come elettroni satelliti, secondo orbite che delimitano uno o più strati concentrici.

In generale il numero di elettroni satelliti presenti nel'atomo di un determinato elemento viene detto « numero atomico » (esso corrisponde al numero d'ordine dell'elemento tesso nel quadro di Mendeleieff).

L'indio, da noi usato come principale elemento « accettore », ha numero atomico 49 il che significa che possiede 49 elettroni satelliti disposti in anelli concentrici, nel modo indicato in fig. 1.

Per gli scopi della nostra analisi interessa considerare semplicemente gli elettroni facenti parte della corteccia esterna, i quali sono i soli a partecipare ai fenomeni che analizzeremo. Il germanio invece ha numero atomico 32 e i suoi elettroni satelliti sono disposti come mostrato in fig. 2.

Come sappiamo, gli atomi di un solido cristallino sono disposti in un ordine definito e questa specifica disposizione viene chiamata « reticolo cristallino ». Le posizioni degli atomi sono denominate « posti del reticolo » e quando un atomo sposta un altro atomo dalla sua posizione di equilibrio, si dice entrato « per sostituzione » nel reticolo cristallino L'importante caratteristica di certe impurità è che esse possiedono una più grande affinità per certi posti del reticolo cristallino del germanio, di quella posseduta dagli atomi di germanio in quei posti determinati.

In sostanza, se l'indio viene addizionato al germanio portato ad una certa temperatura, si constata che atomi di indio hanno sostituito atomi di germanio occupandone alcune posizioni del reticolo.

Ciascun atomo di indio ha « strappato » un elettrone da un vicino laccio covalente formando il proprio legame covalente con gli atomi adiacenti di Ge ed entrando quindi in una stabile disposizione nella struttura cristallina (vedi fig. 3

Quando un elettrone viene rimosso da un atomo neutro, viene creata una carica positiva chiamata « lacuna ». Quando, in un dato materiale, le lacune sono in maggioranza, il materiale viene considerato di tipo *p* (conduzione per cariche positive *p*).

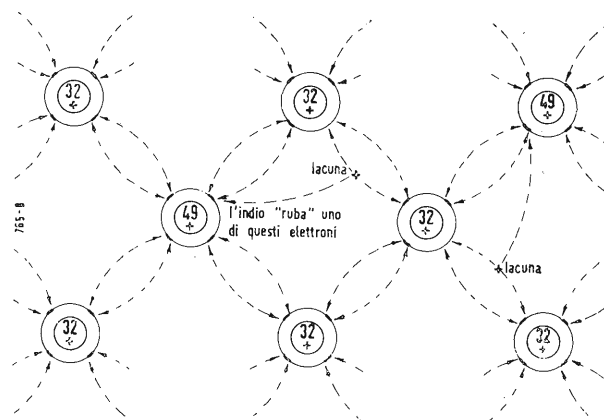
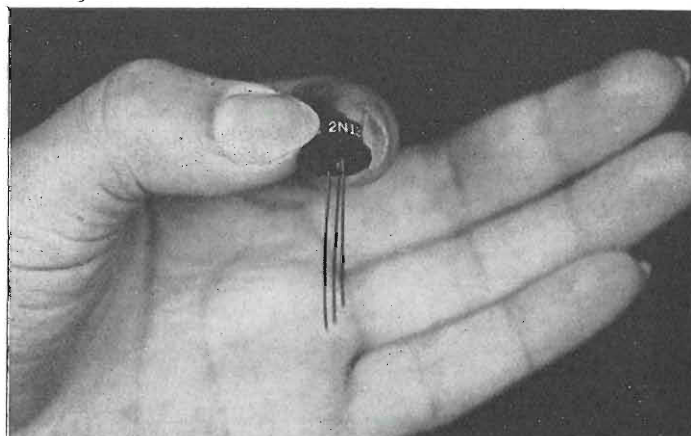



Fig. 3 - Struttura cristallina di germanio « contaminato » da atom di indio.

(1) VALLE, V.: Da una polvere a una piccola piastrina, l'*antenna*, ottobre 1956, XXVIII, 10, pag. 452.

(secondo articolo di questa serie)

3. - DIFFUSIONE.

Uno dei metodi più comunemente usati per la formazione delle giunzioni in un materiale semiconduttore, è quello di giunzione a lega.

Quando la lega si raffredda, atomi di impurezze rimangono nel materiale ricristallizzato formando così una giunzione *p-n*.

Un metallo per essere adatto alla formazione di una giunzione in un materiale semiconduttore, deve possedere delle specifiche caratteristiche. Deve, inanzitutto, avere una bassa tensione di vapore alla temperatura di formazione della lega sicchè non possa evaporare e bagnare così l'intera superficie della piastrina. Deve essere dolce, perchè siano rese minime le deformazioni meccaniche durante le fasi di solidificazione e di raffreddamento.

Le giunzioni ottenute devono possedere basse correnti di saturazione, alte impedenze inverse, basse impedenze dirette e alte tensioni di rottura.

Se la giunzione è intesa come « emettitore » l'efficienza di iniezione γ deve risultare alta. Generalmente nella fabbricazione dei transistori a giunzione si fa uso di indio sebbene γ diminuisca sensibilmente ad alti livelli di corrente, causando una diminuzione del fattore di amplificazione α. Attualmente però, con l'aggiunta di una piccola percentuale di gallio o alluminio all'indio, si ottengono maggiori prestazioni dall'emettitore. Comparato con l'indio puro, l'uso della lega indio-gallio aumenta l'efficienza dell'emettitore di 3,5 volte.

La lega In-Ga viene realizzata usando indio come maggior elemento, con piccole percentuali di gallio ed oro o argento.

Il terzo costituente, oro o argento, agisce come agente portatore » per il gallio, modifica la tensione superficiale della lega, aumenta le sue proprietà di bagnatura e favorisce una uniforme e più consistente penetrazione.

La lega così ottenuta possiede le stesse proprietà di ricristallizzazione dell'indio puro.

La profondità di penetrazione dipende dalle quantità relative dei tre elementi.

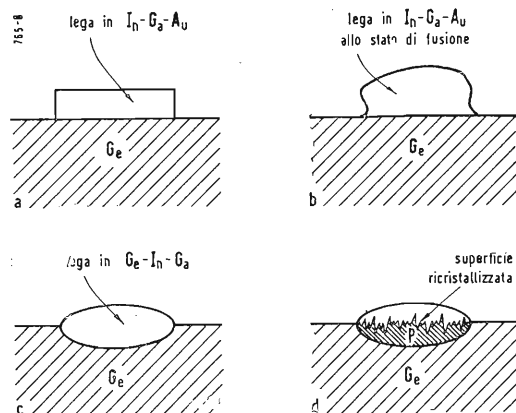



Fig. 4 - Rappresentazione schematica della formazione di una giunzione.

Risultati soddisfacenti sono stati ottenuti con leghe aventi una concentrazione di gallio fra 0,1 e 0,5 % e concentrazioni di oro o argento fra 2 e 10 %.

Le giunzioni ottenute con dette leghe possiedono, essenzialmente, le stesse proprietà di rettificazione dell'indio puro, ma essendo alta l'efficienza di emettitore, il fattore di amplificazione α risulta più elevato per livelli di corrente normali e diminuisce molto lentamente aumentando tali livelli.

Nel processo di lega, il puntino di In - Ga - Au, penetra nella piastrina di Ge secondo un processo di equilibrio che permette di ottenere profondità di penetrazione indipendenti dal tempo di diffusione. La profondità di penetrazione è funzione della temperatura, del volume del puntino e dell'area della superficie bagnata.

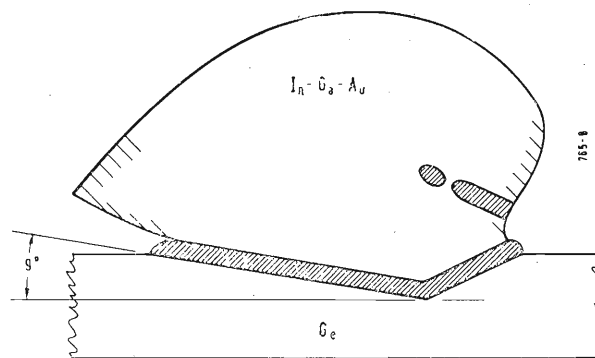



Fig. 5 - Effetto dovuto ad errore di taglio di una piastrina (9°), alla formazione di una giunzione.

Il volume della lega e l'area della superficie bagnata, vengono calcolati in maniera che siano minimizzati gli allargamenti dovuti alle forze del liquido.

L'entità della penetrazione è differente per i vari piani cristallografici sicchè l'orientamento del germanio è un fattore molto importante.

Il piano (111) è il più densamente popolato ed agisce come un mezzo naturale per rendere piane le superfici affacciate nell'interno della piastrina di Ge.

Una migliore azione livellatrice viene ottenuta con un graduale aumento della temperatura (20 °C per minuto da 300 °C alla temperatura finale).

4. - RICRISTALLIZZAZIONE.

La ricristallizzazione del germanio alla base della piastrina è il processo finale della formazione della giunzione.

Per una più grande uniformità ed una maggiore perfezione del cristallo, la ricristallizzazione richiede una graduale diminuzione della temperatura.

La forma dei puntini dopo la diffusione, dipende dall'orientamento cristallografico del germanio.

Ad esempio, l'orientamento (211) permette di ottenere puntini di forma circolare mentre con l'orientamento (100) si ottengono di forma quadrata con gli angoli arrotondati.

Dopo la lunga dissertazione torniamo alle nostre piastrine.

Come già detto, esse sono state accuratamente selezionate in base allo spessore e scrupolosamente deterse.

Con adatti sistemi si applicano sulle due facce della piastrina i dischetti di lega per il collettore e l'emettitore.

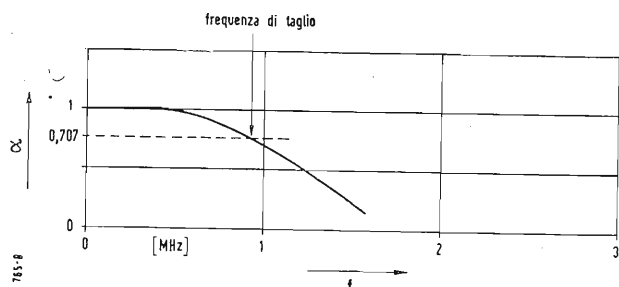



Fig. 6 - Variazione del fattore di guadagno di corrente in funzione della frequenza.

Le dimensioni di questi dischetti sono di capitale importanza in quanto ad esse sono legate in massima parte le prestazioni caratteristiche del transistore.

Se il diametro del puntino di emettitore fosse troppo grande, sia in senso assoluto che relativo al collettore, il coefficiente di amplificazione α risulterebbe basso. Se fosse troppo piccolo sorgerebbero delle difficoltà d'ordine meccanico specie nell'effettuare le connessioni coi reofori di nichel ed inoltre si otterrebbero basse potenze d'uscita.

Se il diametro del puntino di collettore fosse troppo grande, si ridurrebbe l'impedenza d'uscita e se fosse troppo piccolo si otterrebbe un basso α.

È da tener presente che le dimensioni relative dei due puntini sono tanto importanti quanto le loro dimensioni assolute.

flusso determinato e mantenuto costante ad evitare variazioni di temperatura, allo scopo di impedire la formazione di ossidi superficiali sull'unità.

Un errore di orientamento delle piastrine base di Ge rispetto a dati piani cristallografici, si traduce in una variazione corrispondente tra la superficie di base e il piano di diffusione.

La fig. 5 mostra la diffusione effettuata su una piastrina tagliata con un errore di 9° rispetto agli assi cristallografici.

La giunzione ottenuta risulta piatta ma formante un angolo di 9° con la superficie della piastrina di Ge.

Il più semplice criterio di prestazione applicabile ad un transistore è il suo valore di α o «fattore di guadagno di corrente» espresso da:

$$\alpha = \frac{\delta I_c}{\delta I_e}$$

dove:

I_c = corrente di collettore
I_e = corrente di emettitore

quale viene generalmente valutato ad una frequenza compresa fra 250 e 1000 Hz.

Aumentando la frequenza α diminuisce sensibilmente (vedi fig. 6).

La frequenza alla quale l'ampiezza di α scende a 0,707 del valore a bassa frequenza, viene indicata come «frequenza di taglio.»

Detto responso di frequenza è funzione inversa del quadrato dello spessore W_1 (vedi fig. 7) compreso fra le giunzioni affacciate, seconda la formula:

$$f_t = \frac{D_n}{\pi W_1^2}$$

in cui:

f_t = frequenza di taglio in [Hz].
D_n = costante di diffusione per gli elettroni $\approx$ 93 cm^2/sec
W_1 = spessore compreso fra le giunzioni, in [cm].

Ora, la temperatura di diffusione, il volume dei puntini

Fig. 7 - Rappresentazione schematica di un transistore.

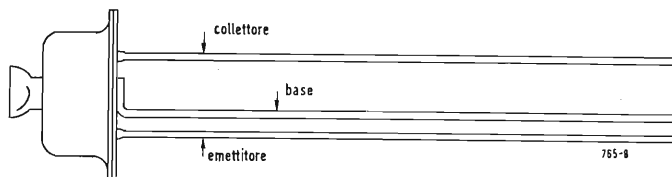



Fig. 8 - Aspetto esterno di un transistore.

5. - DETTAGLI DEL PROCESSO DI DIFFUSIONE.

Le temperature di diffusione sono determinate in base allo spessore delle piastrine di Ge.

Ad una certa temperatura (155 °C) l'indio fonde bagnando le superfici di Ge ad esso affacciate. Essendo il nastro trasformatore del forno di diffusione in moto, l'unità viene a trovarsi, successivamente, in zone a temperatura gradualmente crescente nel primo tratto. Ad una data temperatura abbastanza Ge viene dissolto nella lega In-Ga-Au a causare una piccola depressione nel cristallo e si forma in tal modo una lega, come mostrato in fig. 4.

Susseguentemente, trovandosi l'unità in zone a temperatura decrescente, viene a ridursi la solubilità del Ge nella lega ed il Ge cristallizza nell'indio in forma «p» (per quanto precedentemente detto).

L'importante fattore da notare a questo stadio è che i centri di nucleazione hanno origine dagli originali monocristalli di base. Come risultato il germanio (in forma «p» nel nostro caso) ricristallizza sotto forma di monocristalli sull'estremità del materiale di base ed in allineamento cristallografico con esso.

Nell'interno del tunnel del forno circola del gas inerte, con di emettitore e collettore e le loro dimensioni, l'orientamento cristallografico ecc., sono cause che influiscono sulla profondità di diffusione e sulla planarità delle giunzioni affacciate e risultano quindi evidenti le difficoltà incontrate nell'ottenere spessori centrali di valore esiguo e riproducibili, esistendo anche il pericolo che le giunzioni vengano internamente a contatto fra loro mettendo così in corto circuito il transistore.

Con transistori a giunzione del tipo p-n-p, si ottengono responsi di frequenza dell'ordine di qualche MHz (sino a 4-5 MHz), mentre per frequenze molto elevate si devono adottare sistemi di lavorazione del tutto diversi coi quali si ottengono transistori di tipo n-p-n in cui lo spessore centrale, realizzato con materiale a conduzione P, risulta assai piccolo.

L'unità diffusa viene montata in un'adatta custodia a tenuta ermetica, comprendente gli elettrodi collegati con la base, l'emettitore e il collettore.

Di capitale importanza nella fabbricazione dei transistori, oltre logicamente l'osservanza scrupolosa delle prescrizioni di lavorazione, è la più assoluta pulizia, bastando una minima contaminazione con agenti impuri, per rendere inutilizzabile un tale meraviglioso complesso.

Programma civile britannico per l'energia nucleare

L'era dell'elettricità nucleare ha avuto inizio col 17 ottobre di quest'anno allorchè S.M. la Regina, inaugurando ufficialmente la Centrale elettro-atomica di Calder Hall, Cumberland, ha immesso l'elettricità da questa prodotta nella rete nazionale. Costruita dal Gruppo Industriale dell'Ente Atomico britannico, questa è la prima Centrale elettro-atomica a entrare in funzione nel mondo. In effetti, a Calder Hall le Centrali saranno due ed useranno complessivamente quattro reattori nucleari. Una, ormai completata, è quella inaugurata da S.M. la Regina e l'altra è costruita in parte, i lavori avendo avuto inizio nel maggio 1953.

Durante i 10 anni a partire dal 1955 l'Inghilterra intende costruire almeno 16 Centrali elettro-nucleari, le quali avranno nel 1965 una capacità generativa di circa 2000 megawatt di elettricità. Il costo di questa elettricità reggerà il confronto con quello dell'elettricità tratta da fonti convenzionali.

Il piano a lungo termine prevede un numero di reattori atomici sufficienti a generare da 10 a 15.000 megawatt per il 1975.

Nella progettazione di centrali l'Ente Atomico britannico funge da consulente tecnico (per la parte reattori) delle autorità proposte alla fornitura di elettricità. Le centrali saranno costruite da ditte industriali private per conto delle autorità preposte alla fornitura di elettricità, che ne saranno proprietarie e le gestiranno. Per il 1965 i reattori nucleari dovrebbero consentire un risparmio equivalente a 40 milioni di tonnellate di carbone all'anno.

Il reattore tipo Calder Hall è un logico sviluppo dei reattori per ricerche originariamente costruiti ad Harwell e di quelli che producono plutonio a Windscale. D'altra parte, il Gruppo Industriale sta già costruendo a Dounreay, nel nord della Scozia, un tipo di reattore molto perfezionato che servirà non solo a generare elettricità, ma anche a produrre un quantitativo di combustibile atomico superiore a quello che consuma.

L'impianto di Calder Hall è costituito da due reattori di tipo cosidetto «lento». Questo significa che le particelle messe in libertà quando si verifica la fissione nucleare nell'uranio 235, cioè i neutroni, vengono rallentate per consentir loro di compiere efficacemente il loro lavoro di provocare la fissione di altri atomi di uranio 235. Questo rallentamento, necessario per evitare la perdita per assorbimento nel grosso dell'uranio naturale, si effettua a Calder Hall a mezzo di grafite, mille tonnellate della quale sono contenute in ognuno dei due reattori.

Per la produzione dell'energia si usa il calore generato dai prodotti di fissione che attraversano il materiale circostante. Questo calore viene asportato a mezzo di anidride carbonica alla pressione di sette atmosfere.

Si è deciso di servirsi di gas come refrigerante invece che di acqua, perchè il reattore a raffreddamento a gas è più stabile ed elimina la possibilità di gravi danni e di un alto grado di radioattività.

Questa decisione ha significato però la creazione di un tipo totalmente nuovo di struttura del reattore. La parte interna è costituita da un cilindro di acciaio di spessore di 5 cm e di 12 metri di larghezza per 18 di altezza. Le saldature d iquesto cilindro sono state fatte nella sua posizione definitiva, ed ognuna veniva esaminata a mezzo di raggi X o di speciali metodi di rilevamento di incrinature, per garantirne l'integrità. Questo cilindro è montato su rulli disposti in modo da permettere lo spostamento dovuto all'espansione provocata dal riscaldamento, ed è circondato da una corazza di acciaio e cemento.

Di questo recipiente non si vede nulla dall'esterno: tutto quello che si vede a Calder Hall è come una via di mezzo tra un impianto di produzione di energia elettrica ed una raffineria di petrolio. Il tutto è pulitissimo, non si vede affatto fumo, ed a parte il mugolio delle turbine, assolutamente silenzioso. *(u.b.)*

L'« Atomichron », il primo orologio atomico prodotto in serie

È stato recentemente presentato al pubblico e alla stampa il primo modello commerciale di orologio atomico, che può essere considerato il più preciso attualmente esistente. Esso è infatti in grado di limitare l'errore di misurazione del tempo ad un secondo in 3000 anni. Il nuovo orologio, costruito in serie dalla National Company, supera di gran lunga per perfezione costruttiva e per ingombro gli orologi sperimentali atomici adoperati presso alcuni laboratori di ricerca ed è particolarmente utile per le stazioni di radiodiffusione, ai naviganti e agli scienziati.

L'orologio atomico «Atomichron», di cui sono stati già consegnati 10 esemplari, ha un prezzo di vendita di 50.000 dollari (30.625.000 lire circa). *(u.s.)*

Apportati miglioramenti ai progetti delle nuove centrali nucleari

Nel programma decennale per la costruzione di centrali elettro-nucleari, pubblicato l'anno scorso nel Governo britannico, si era partiti dal presupposto che molte delle nuove centrali sarebbero state basate su Calder Hall, ossia centrali destinate al duplice scopo di produrre elettricità e plutonio.

Recentemente Sir Edwin Plowden, Presidente dell'Ente Atomico britannico, ha dichiarato al pubblico della Banca Internazionale a Washington: «Noi dicemmo che quando avessimo proceduto alla riprogettazione di Calder Hall per uso commerciale l'industria sarebbe stata in grado di apportare notevoli miglioramenti. Quattro gruppi di ditte industriali hanno ora completato questa nuova progettazione e presenteranno entro pochi giorni le loro offerte per le prime centrali alle autorità preposte alla fornitura di elettricità. Le offerte riguardano la costruzione di centrali da completare per la fine del 1960.

«Tutto fa supporre che i miglioramenti meccanici apportati siano di gran lunga superiori — se anche non più grandi di quanto speravamo — a quelli sui quali ritenevamo di poter contare quando il programma venne pubblicato».

Sir Edwin ha illustrato come il costo dell'elettricità delle centrali nucleari debba dipendere dai costi per i capitali e il combustibile, che differiscono considerevolmente da quelli che sono i costi delle centrali a combustibile tradizionale. Sulla base di queste cifre il costo totale dell'elettricità dalle prime centrali nucleari britanniche dovrebbe essere pressa poco lo stesso di quello delle centrali a carbone o a nafta. *(u.b.)*

Per 66 giorni a pieno regime il prototipo installato a terra del motore nucleare del sommergibile « Nautilus »

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha annunciato il 13 agosto u.s. il pieno successo di una prova senza precedenti effettuata sul protoripo del reattore a suo tempo costruito per il primo sommergibile atomico americano e attualmente installato a terra presso il Centro Nazionale di collaudo dei reattori della Commissione nello Stato dell'Idaho, con un comunicato in cui tra l'altro si legge:

«Con una sola carica di combustibile d'uranio, (e adoperando soltanto in parte questa provvista), il reattore nucleare montato presso il centro di collaudo nel deserto ha funzionato ad un regime medio del cento per cento per oltre 66 giorni e 66 notti. La prova era destinata ad accertare il grado di affidamento e di fondamento dei reattori ad acqua pressurizzata per la propulsione navale. Il prototipo del reattore attualmente sul Nautilus risponde alle più esigenti caratteristiche che si potrebbero richiedere in mezzi del genere.

«Alla fine della prova di 1600 ore, il reattore aveva ancora una riserva di funzionamento a pieno regime di parecchie centinaia di ore ed è rientrato in funzione a vari livelli di potenza per la raccolta di dati di collaudo tecnici e l'addestramento dei marinai atomici della Marina Militare. Questi uomini addestrati, ufficiali e marinai, saranno destinati a equipaggiare le future unità a propulsione atomica della flotta.

«Ad indicare il significato e la grandezza dell'operazione, si deve sottolineare che se lo stesso Nautilus avesse effettuato una crociera per il periodo di tempo corrispondente di 1600 ore, esso avrebbe potuto navigare alla velocità massima, in immersione, intorno al mondo e per parecchie migliaia di miglia in più. Ad esempio, esso avrebbe potuto lasciare la base di New London (Connecticut), doppiando Capo Horn, navigare attraverso il Pacifico, l'Oceano Indiano, e superando l'estremità meridionale dell'Africa, ritornare al punto di partenza; e successivamente proseguire per una ulteriore crociera nell'Artico prima di procedere alla prevista interruzione del suo funzionamento.

«Se una crociera del genere fosse stata effettuata con un sommergibile a motore Diesel di potenza corrispondente, sarebbero occorsi circa 60.566 litri di carburante. Questo quantitativo di nafta potrebbe riempire i 160 carri cisterna ferroviari di un convoglio snodantesi per oltre 1600 metri di lunghezza.

«Durante i 66 giorni del collaudo, il personale della Marina assegnato all'impianto per i reattori navali presso il Centro dell'Idaho, ha azionato il prototipo del sommergibile avvicendandosi nelle ventiquattr'ore come se si fosse trovato in crociera sul «Nautilus». Mentre la Marina provvede al funzionamento dell'apparato nucleare, gli ingegneri della Westinghouse Electric Corporation che hanno progettato e costruito il reattore, esaminavano da vicino le sue prestazioni e raccoglievano dati, che serviranno a perfezionare la tecnologia dei reattori ad acqua pressurizzata. Il reattore era stato rifornito nel marzo del 1956, dopo due anni e mezzo di funzionamento con la carica iniziale di uranio». *(u. s.)*

In funzione il primo reattore privato degli Stati Uniti

È entrato in funzione, a metà anno, il primo reattore nucleare americano da ricerche di proprietà dell'industria privata.

Il reattore, che sarà impiegato per le ricerche condotta dall'Armour Foundation in collaborazione con 24 ditte industriali, ha una potenza di 50 kW di energia termica, è alimentato con uranio fornito dalla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC). Il reattore è stato sistemato in un edificio costruito appositamente dalla Fondazione per accogliere i laboratori di ricerche fisiche e elettrotecniche.

Il nuovo strumento da ricerca metterà l'industria americana per la prima volta in condizione di effettuare studi ed esperienze per proprio conto e con un programma proprio, senza alcuna limitazione per ragioni di sicurezza.

Il direttore del programma di ricerche della Fondazione Armour presso il Politecnico dell'Illinois, dott. Richard F. Humprexs, ha spiegato che il reattore è una fonte di neutroni e di raggi gamma e che non è stato progettato per la produzione di energia elettronucleare o per ricerche sui reattori. Con molta probabilità il nuovo reattore sarà soprattutto impiegato per la produzione di campioni radioattivi da utilizzare nelle esperienze di vario genere che saranno compiute per conto delle 24 ditte industriali che hanno contribuito alla sua costruzione. *(u. s.)*

CONTROLLI ELETTRONICI

Motori C.C. a Velocità Regolabile Alimentati

(terzo articolo di questa serie)

ABBIAMO VISTO nelle precedenti puntate ([1]) che un controllo elettronico per motori c.c. si compone generalmente di:

1) Un trasformatore di potenza mono o trifase, di alimentazione.

2) Un complesso raddrizzatore a valvole ioniche, regolabile, per la corrente di armatura.

3) Un complesso raddrizzatore (regolabile o no) per l'eccitazione del motore.

4) La testa del controllo elettronico.

5) Gli accessori (trasformatori per l'alimentazione dei filamenti, temporizzatori, protezioni, ecc.).

E abbiamo pure visto che le principali funzioni a cui un controllo elettronico deve soddisfare generalmente sono:

a) Stabilizzazione

b) Regolazione

c) Avviamento automaticamente graduato

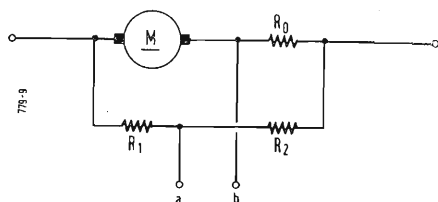



Fig. 1 - Quando il ponte è equilibrato, la d.d.p. fra *a* e *b* non dipende ne dalla tensione di alimentazione ne dalla corrente del motore, ma solo dalla sua forza c.e.m.

d) Frenatura

e) Limitazione della tensione

f) Limitazione della corrente assorbita.

Abbiamo dato qualche schema di massima, abbiamo dato un cenno sul funzionamento e sui problemi del controllo generale a ciclo chiuso.

1. - SISTEMI PER REALIZZARE IL CONTROLLO.

Con questa puntata entriamo a esaminare un po' più da vicino i vari metodi in uso per realizzare il controllo. In prosieguo illustreremo qualche applicazione che offra i problemi più tipici e alcune fra le soluzioni più interessanti.

Come abbiamo detto, nel controllo di stabilizzazione (a ciclo chiuso) e regolazione si confronta continuamente:

1) la grandezza da regolare (o una funzione di essa) con: 2) una grandezza della stessa specie, stabilizzata, e regolabile (o con una grandezza funzione di essa).

Praticamente tradurremo quasi sempre le grandezze originarie in grandezze elettriche, così maneggevoli, comode a misurarsi esattamente, facili a amplificarsi ecc.

1.1. - Quando la grandezza da rilevare (per stabilizzarla) è la velocità di rotazione di un albero, la maggiore esattezza si ha con un generatore tachimetrico; ma vi sono soluzioni più semplici.

Supponiamo p. es. di dover rilevare la velocità di un motore elettrico a c.c.; possiamo allora rilevare la sua forza controelettromotrice, a cui (per un flusso induttore costante) essa è proporzionale ([2]). Si può cioè partire dalla tensione ai morsetti di armatura e creare un dispositivo (p. es. a ponte v. fig. 1) atto a eliminare il termine relativo alla caduta di tensione ohmica nell'armatura e anche a correggere in parte la reazione di armatura. Fra i fili *a* e *b* rileveremo la f. c.e.m. purchè il ponte sia equilibrato e purchè si mantenga praticamente tale nonostante le variazioni di temperatura dell'armatura.

1.2. - Quanto alla velocità di riferimento, evidentemente è inutile generarla separatamente per poi tradurla in una tensione; è più semplice generare una tensione continua stabilizzata; questa tensione risulta disponibile ai morsetti del potenziometro *P* (v. fig. 2); il condensatore *C* serve con la corrispondente resistenza *R*, a dare un'adeguata costante di tempo alla regolazione della tensione sulla griglia del controllo e evitare quindi brusche variazioni di velocità, in conseguenza di una manovra troppo rapida del potenziometro.

Il sistema è a regime quando la tensione fra *a* e *b* (funzione della velocità effettiva) e la tensione fra *m* e *n* (di riferimento) sono uguali. Il confronto avviene in un particolare organo *CT* previa eventuale amplificazione, come ora vedremo.

2. - ALIMENTAZIONE DI ARMATURA, ALIMENTAZIONE DI ECCITAZIONE.

In fig. 3 si vede l'alimentazione di armatura, regolabile, in monofase, a ponte, fatta con due tiratron e due diodi a vapore di mercurio; il dispositivo della tensione di riferimento; il motore; e l'organo per il confronto. L'alimentazione della eccitazione (o campo) è fissa. Con questo schema si risparmia il trasformatore di potenza, posto che la tensione di rete sia abbastanza alta; si è legati a questa. Naturalmente ci vogliono due valvole in più, per realizzare il ponte; ma queste, essendo dei diodi, sono di costo limitato. Si vede anche l'alimentazione della eccitazione, fissa, ricavata da uno solo dei diodi; in parallelo viene prelevata la alimentazione c.c. per il controllo

Questa alimentazione del campo merita un cenno di illustrazione. Allorchè il punto *A* è negativo il diodo 4

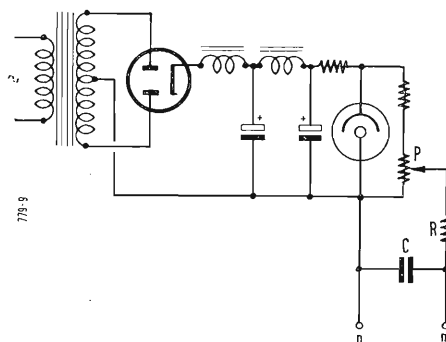



Fig. 2 - La tensione di riferimento, stabilizzata e regolabile a mezzo di *P*, è disponibile fra i punti *m* e *n*. Il gruppo *RC* serve a evitare variazioni rapide della velocità.

([1]) NUCCI, P.: Motori c.c. a velocità regolabile alimentati da una rete c.a., l'*antenna*, febbraio 1956, XXVIII, 2, pag. 80 e luglio 1956, XXVIII, 7, pag. 318.

(2) Se però il flusso induttore non è stabilizzato, può variare per la fluttuazione della tensione di rete, per l'aumento di resisrenza dell'avvolgimento connesso al riscaldamento, per l'invecchiare del raddrizzatore ecc.

da una Rete in C. A.

dott. ing. Pietro Nucci

è passante (a piena potenza) e alimenta con mezza onda, attraverso il punto D, il campo di eccitazione E; il circuito si chiude sul punto C. Nel semiperiodo successivo è passante il diodo 3; su di esso si trova chiuso l'avvolgimento di eccitazione che, non più alimentato, vi scarica la propria energia elettromagnetica. Ne segue che il campo, data la sua elevata autoinduzione, è alimentato da una corrente poco variabile. Questo dispositivo si chiama a diodo cieco. Si vede che i diodi sono in funzione (e quindi il campo è eccitato) indipendentemente dai tiratron; anzi ciò avviene anche a interruttore I aperto e con i tiratron e l'indotto esclusi (frenatura).

Quando si chiude l'interruttore generale [3] risultano alimentati i soli filamenti e un relè temporizzatore; ma appena questo dà tensione a tutte le placche il campo del motore è eccitato e si accende una lampadina spia verde PRONTO.

Questa è la condizione di attesa (motore fermo). Nella stessa condizione si trova il campo allorchè la correnti di armatura viene distaccata e questa viene collegata al resistore per la frenatura dinamica.

Invece i tiratron sono in funzione (e il motore è in rotazione) solo quando il deviatore I è in posizione di marcia; esso è comandato dai soliti pulsanti di MARCIA e ARRESTO. Allora si accende anche la lampadina spia rossa.

(3) Questo e molti altri elementi non sono rappresentati nello schema di principio di fig. 3.

Nello schema sono trascurati: l'alimentazione del filamento; le protezioni e i comandi; il temporizzatore, necessario affinchè non venga data tensione alle placche delle valvole a vapore di mercurio prima che queste abbiano raggiunto la temperatura di regime. Si vede il resistore di frenatura, R_F.

Nelle figg. 4 e 5 sono mostrate due varianti di questo schema, entrambe a due soli tiratron e quindi con trasformatore di potenza a presa centrale; esse differiscono in quanto l'alimentazione dell'eccitazione è ottenuta una volta con due piccoli tiratron alimentati dal relativo trasformatore a presa centrale, un'altra volta con un raddrizzatore a ponte che genera una eccitazione fissa e non stabilizzata.

3. - ALIMENTAZIONE DEL CONTROLLO.

L'alimentazione del controllo serve sia a fornire la tensione di riferimento (stabilizzata e regolabile) sia all'alimentazione delle valvole pilota.

Questo controllo può essere variamente collegato e può comprendere varie valvole, ciascuna con una funzione; l'uscita è sempre costituita dalla corrente anodica di una valvola, la quale regola i tiratron con uno dei modi seguenti:

3.1. - Costituendo la tensione base, (continua) regolabile, della polarizzazione delle griglie, a cui si sovrappone una tensione alternata fissa, sfasata rispetto alla tensione anodica (metodo ormai piuttosto in disuso).

3.2. - Saturando un reattore sensibile incluso nel circuito di griglia, variandone la reattanza e spostando quindi la fase della tensione (alternata o a impulso) che sblocca le griglie dei tiratron.

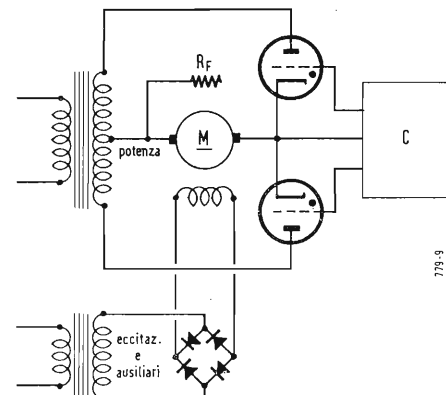



Fig. 4 - Eccitazione fissa, armatura controllata.

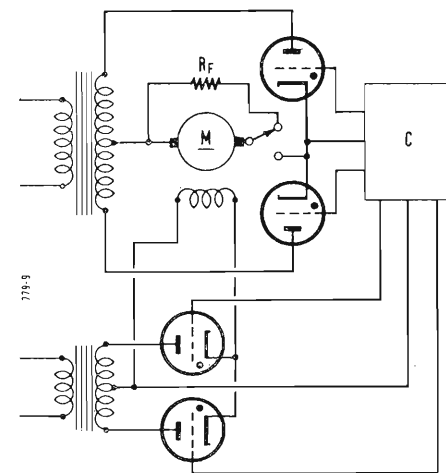



Fig. 5 - Controllo di armatura e di eccitazione.

Fig. 3 - Il ponte alimenta l'armatura (allorchè non è chiusa sulla resistenza di frenatura *RF*) e l'eccitazione. In *Ctr* avviene il confronto fra la tensione di riferimento (generata in *Ctr* secondo lo schema di fig. 2) e la f.c.e.m. esistente fra i punti *m* e *n*; avviene l'amplificazione della differenza; e il controllo sulle griglie dei tiratron.

Sebbene lo sfasamento del reattore sia sempre compreso fra 0° e 90° è possibile con un artificio realizzare uno spostamento di fase di quasi 180°, pur mantenend ocostante l'ampiezza della tensione.

Ciò si ottiene con un dispositivo a ponte (v. fig. 6); lo stesso risultato si otterrebbe con un condensatore al posto del reattore (v. fig. 7). La tensione su una diagonale del ponte, AB, alimenta la serie CR o la serie SR, dando luogo a una tensione in ritardo (rispetto a AB) nel primo caso, in anticipo nel secondo caso fra M e N.

I punti D' e D'' (fig. 8) si muovono su un cerchio al variare di R o di S. È chiaro quindi che il vettore OD' o OD'' (tensione sull'altra diagonale

del ponte) abbia valore costante e sfasamento variabile fra 0° e 180° rispetto a *BA*.

Naturalmente questi sistemi, descritti in via esemplificativa, non sono che due fra i tanti realizzati caso per caso dalle varie ditte; essi hanno solo lo scopo di dare un'idea dei punti di vista adottati in questi controlli.

È anche chiaro che non c'è sostanziale differenza fra un controllo di armatura e uno di eccitazione. La differenza sta invece nel comportamento del motore; mentre controllando la sola armatura si realizzano variazioni di velocità dell'ordine di 1 a 20 *a coppia costante*, variazioni di velocità più ampie sono possibili (fino a 1 a 50) indebolendo l'eccitazione, ma a scapito della coppia. Quest'ultimo sistema si presta bene, p. es. quando si tratti di realizzare un ritorno veloce a vuoto.

a) dalla tensione (stabilizzata), regolabile, di controllo;

b) dalla tensione ai capi del gruppo di armatura;

Fig. 8 - Il vettore *OD'* o *OD''* ha fase variabile e ampiezza costante. Esso viene applicato alla griglia del tiratron.

reazione positiva, analoga a quella di un motore compound. Per evitare che questa diventa eccessiva e porti a instabilità si regola P_5 in modo tale che la velocità sia indipendente dalle variazioni di corrente di armatura, per piccoli valori della velocità stessa, (p.es. 1/8); si dovrà tollerare qui una piccola riduzione della velocità stessa al crescere del carico.

La prossima volta descriveremo più esattamente qualcuno fra i numerosissimi schemi del controllo. Accenniamo ora in via incidentale a una realizzazione cosidetta economica della General Radio per motori frazionari (fino a circa 200 W).

Non è una regolazione nè continua nè stabilizzata della velocità; e non è elettronica se non nel senso che il raddrizzamento della corrente avviene

Fig. 6 - Il reattore *RS* è saturato dalla corrente di placca del controllo, che percorre *CTR*, ed è alimentata fra *A* e *B*. La tensione fra *C* e *D* ha fase variabile secondo l'induttanza di *RS*. *Z* è un disaccoppiamento.

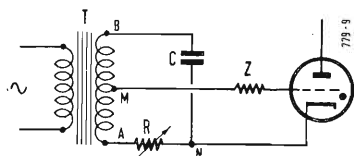



Fig. 7 - Il gruppo *RC* è alimentato dal trasformatore *T*. Variando *R* varia la fase della tensione fra i punti *M* e *N*. *Z* è un resistore di disaccoppiamento.

4. - TESTA ELETTRONICA DI CONTROLLO.

Diaciamo ora qualche cosa della testa di controllo.

Abbiamo visto che l'entrata di essa è costituita da due tensioni (una di riferimento stabilizzata e regolabile; l'altra prelevata dai morsetti del motore o da un generatore tachimetrico), e che l'uscita consta di una corrente continua regolata per saturare il reattore o da una resistenza regolabile.

Uno schema molto semplice è quello di fig. 9.

L'entrata è costituita:

c) dalla tensione ai capi del potenziometro compensatore della caduta interna di armatura.

L'uscita è costituita dai due avvolgimenti dal reattore saturabile, RS_1 e RS_2; uno è atto a spostare la fase della tensione di innesco delle griglie dei tiratron in modo che al crescere della corrente in RS_1 e in RS_2 cresca la tensione ai morsetti del motore e quindi la sua velocità.

Aumentando la tensione nella griglia del triodo (che funziona come un cathode-follower e può essere una 6SN7), la sua corrente anodica aumenta. Il circuito *RC* ha una costante di tempo dell'ordine di 3 secondi, trattandosi di controllare piccoli motori. L'aumento di questa corrente anodica attraverso RS_1 satura il reattore e produce uno sfasamento sulle griglie atto a aumentare l'alimentazione e la tensione ai morsetti del motore.

Ma se questa diventa eccessiva, la tensione nel punto *k* diviene più positiva, per la caduta di tensione attraverso R_3; essendo *k* collegato al catodo, ciò diminuisce la corrente anodica; ne risulta un effetto di controreazione che stabilizza la velocità.

Una grande comodità del reattore saturato è quella di potervi aggiungere vari avvolgimenti di controllo indipendenti fra loro.

La variazione della c.d.t. ohmica di armatura suol essere di circa 10 V. Essa viene portata ai capi del resistore R_5 e una sua aliquota (attraverso P_5) va a alimentare il secondo avvolgimento RS_2 del reattore saturato. È un metodo di correzione diverso da quello prima descritto da noi.

Qui un aumento di corrente assorbita dal motore porta a un aumento di tensione ai capi di P_5 e quindi a un aumento di corrente in RS_2 e di tensione ai morsetti del motore. È una

Fig. 9 - Schema elettrico elementare di una testa di controllo.

in una valvola biplacca a gas EL 6C; tuttavia copre una vasta gamma che può raggiungere anche 1/15 con numerosi piccoli gradini. La regolazione avviene a mezzo di un variac o autotrasformatore a gradini commutabile sotto carico. L'eccitazione è costante ed è alimentata da un raddrizzatore a secco. Vi è un relè temporizzatore, con protezione a minima tensione, un commutatore per invertire il senso di marcia e per la frenatura dinamica, una protezione contro le sovracorrenti ecc.

Il costo è di 220 dollari, compreso il motore.

*

Reti Selettive a Resistenze e Capacità

L'importanza delle reti selettive a resistenza e capacità si è fatta particolarmente sentire nella tecnologia dei circuiti stampati, non essendo facilmente realizzabile la costruzione di induttori stampati di valori induttivi elevati oppure regolabili.

dott. ing. Gustavo Kuhn

1. - GENERALITÀ.

Ci proponiamo, in questo breve articolo, di studiare alcune applicazioni delle reti composte unicamente di elementi resistivi e capacitivi, non contenenti cioè elementi induttivi.

Vastissimo è il campo di impiego di tali reti, e qui non vogliamo farne una completa rassegna, nè un approfondito esame teorico. Gli esempi presi in considerazione varranno tuttavia, insieme con la bibliografia riportata, ad indirizzare il tecnico verso la soluzione di particolari problemi.

Un lato interessante di questi circuiti è questo, che, non contenendo essi delle induttanze, possono facilmente venire realizzati in edizione stampata. È noto infatti che la realizzazione di induttori stampati ha finora urtato contro varie difficoltà. Due di esse si fanno particolarmente sentire: la impraticità di raggiungere valori induttivi elevati, e la scarsa possibilità di ritoccare l'elemento a costruzione ultimata.

In una produzione di grande serie si può arrivare con un accurato progetto a superare queste difficoltà, ma, escludendo questo caso, non è fatica sprecata cercare di risolvere la questione ricorrendo a circuiti senza induttori.

E se anche non si tratta di circuiti stampati, i circuiti a resistenza e capacità offrono sovente una soluzione elegante accompagnata da una maggior facilità di messa a punto.

Salvo che in specifiche applicazioni, si cerca di non applicare le reti *R-C* in circuiti nei quali siano in gioco delle potenze apprezzabili.

Con ciò si evita che il riscaldamento di elementi possa spostare le caratteristiche di una rete.

Le tolleranze sul valore degli elementi sono in generale molto ristrette, e valori non commerciali sono realizzati o con elementi semifissi, o con opportuni aggruppamenti in serie od in parallelo.

La stabilità di questi circuiti dipende essenzialmente dalla stabilità dei singoli elementi, e non sono gran che a temere influenze disturbatrici da accoppiamenti spuri.

Il fattore di maggior peso sulla stabilità a breve termine resta sempre la temperatura.

È bene quindi, nel caso in cui sia necessaria una grande precisione, ricorrere ad elementi resistivi o capacitivi provvisti di compensazione termica.

Di solito è già sufficiente la precauzione di montare le reti *R-C* nei punti più aerati dell'apparecchiatura, ed a una certa distanza dai tubi elettronici e dalle altre possibili sorgenti di calore.

Naturalmente, se sono in gioco frequenze piuttosto elevate, occorre anche ridurre al minimo la lunghezza dei collegamenti, per non introdurre capacità ed induttanze che nel progetto non c'erano.

Si richiama anche l'attenzione sull'importanza del punto di massa unico. Esso può evitare che si formino delle spire che possono captare per lo più magneticamente disturbi quanto mai inopportuni.

Per ultimo ricordiamo che si parla di reti *R-C* quando si ha a che fare con circuiti in regime sinoidale.

2. - OSCILLATORI A RESISTENZA-CAPACITÀ.

Una applicazione di notevole interesse di queste reti *R-C* si ha negli oscillatori accordati a mezzo di condensatori e resistori. Lo schema di principio di un oscillatore di questo tipo è riportato nella fig. 1.

La frequenza dell'onda sinusoidale generata è determinata da una rete *R-C* che stabilisce un accoppiamento rigenerativo fra l'uscita e l'ingresso di un amplificatore. Questo amplificatore deve possedere un guadagno positivo, cioè la fase del segnale in uscita deve essere coincidente con la fase all'ingresso.

La rete *R-C* è costituita da $R_1C_1R_2C_2$ che sono proporzionati in modo da avere le due costanti di tempo del ramo serie

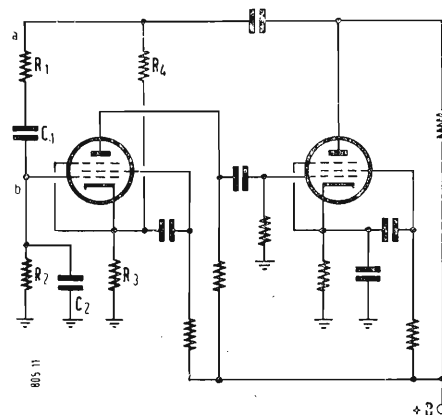



Fig. 1 - Circuito di un oscillatore a resistenza-capacità.

e del ramo parallelo uguali:

$$R_1C_1 = R_2C_2$$

In queste condizioni si stabiliscono nel circuito delle oscillazioni alla frequenza:

$$f_{0(Hz)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2\,C_1C_2}} \quad [1]$$

Le resistenze e capacità sono espresse rispettivamente in MΩ e μF. La relazione fra la tensione di uscita (punto *b*) e la frazione di essa applicata all'ingresso (punto *a*) è indicata in fig. 2, in funzione della frequenza.

L'autoscillazione del circuito si stabilisce appunto alla frequenza f_0, per la quale la rete *R-C* presenta per la tensione riportata all'ingresso la minima attenuazione e spostamento di fase nullo.

Per il buon funzionamento di un oscillatore di questo tipo, l'amplificatore in esso impiegato deve rispondere

a determinate esigenze. Esso è solitamente costituito da due stadi accoppiati a resistenza-capacità impieganti pentodi o triodi. Tale amplificatore deve

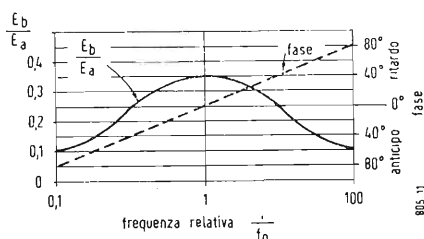



Fig. 2 - Caratteristica di fase e di ampiezza.

introdurre la minima rotazione di fase e deve possedere un guadagno che diminuisce all'aumentare della ampiezza del segnale in ingresso. Questa ultima caratteristica serve per ottenere un

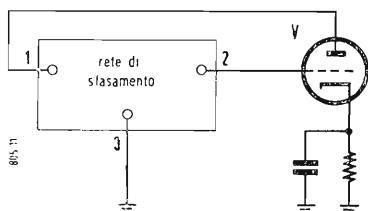
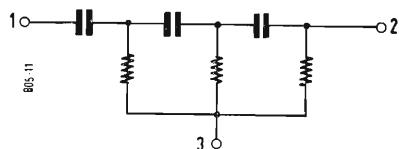



Fig. 3 - Circuiti di un oscillatore a rete di sfasamento.

funzionamento stabile, una ampiezza costante delle oscillazioni ed una buona forma d'onda.

La rotazione di fase introdotta dall'amplificatore non ha grande influenza su questi valori, ma può impedire lo stabilirsi delle oscillazioni.

Se l'oscillatore è destinato a funzionare a frequenze molto basse, lo spostamento di fase può essere reso trascurabile impiegando più pochi condensatori di fuga possibile; impiegando, dove non se ne può fare a meno, capacità rilevanti, e facendo uso della reazione negativa. Nello schema di fig. 1 essa è realizzata mediante il partitore formato da R_3 ed R_4.

Lo spostamento di fase alle frequenze elevate può essere ridotto progettando l'amplificatore a larga banda passante, con i criteri cioè di un amplificatore a video-frequenza.

Come si vede, in entrambi i casi si deve ricorrere, per non perdere in amplificazione, a tubi con pendenza molto elevata.

Per quanto riguarda il controllo del guadagno, il modo più semplice per ottenerlo consiste nell'impiegare per R_3 una resistenza che possieda un forte coefficiente positivo di temperatura, come può essere una lampadina a filamento metallico.

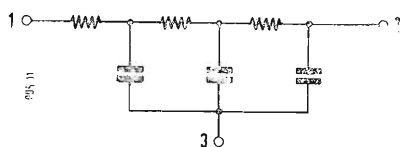
Quando l'ampiezza delle oscillazioni è piccola, è pure piccola la corrente di segnale che attraversa R_3, e piccolo quindi il valore resistivo di R_3 e per conseguenza il tasso di reazione negativa.

L'amplificazione del circuito risulta elevata, e l'ampiezza delle oscillazioni tende a crescere. Ma con ciò aumenta anche la corrente alternata che circola in R_3, la quale aumenta di valore. Viene perciò introdotta una reazione negativa più forte che smorza l'amplificazione e riduce l'ampiezza di oscillazione.

In definitiva le oscillazioni si stabilizzano ad una ampiezza all'incirca costante al variare dei parametri del circuito e della tensione di alimentazione.

Vediamo di esaminare ora le caratteristiche più salienti di un oscillatore del tipo descritto.

I vantaggi sono numerosi nei confronti degli oscillatori a battimenti e di altro tipo usati nel campo delle audio- e video-frequenze.

Per esempio la frequenza generata, come appare dalla relazione [1], è inversamente proporzionale alla capacità di accordo, anzichè alla radice quadrata come avviene negli oscillatori ordinari. Ciò permette di ottenere con un variabile doppio a variazione lineare di capacità un effettivo rapporto fra la frequenza massima e quella minima di $10:1 \div 14:1$, senza addensamenti impraticabili all'estremità alta della scala. Si può prevedere un moltiplicatore decimale inserendo diverse coppie R_1-R_2 di valore differente. Sia la forma di onda che la costanza dell'ampiezza si mantengono per un vastissimo campo di frequenze. Rimarchevole sopratutto la forma d'onda, scevra assolutamente di armoniche.

È pure molto semplice la sincronizzazione di un oscillatore a resistenza-capacità mediante un'onda sinoidale di frequenza fondamentale od armonica iniettata in un punto qualsiasi del circuito.

2.1. - Oscillatori a rete di sfasamento.

È questo un tipo speciale di oscillatore a resistenza e capacità, il quale impiega un solo tubo. La fig. 3 rappresenta lo schema base di tale oscillatore.

Il tubo V funziona come uno stadio amplificatore. Una rete di reazione è inserita fra l'anodo e la griglia, e comprende unicamente elementi resistivi e capacitivi. La rete di reazione è proporzionata in modo tale da aversi, attraverso ad essa, una rotazione di fase di 180° alla frequenza f_0 a cui si desidera far lavorare l'oscillatore.

L'amplificazione effettiva alla frequenza f_0 dello stadio, che dipende dalla pendenza S del tubo impiegato, dalla resistenza interna di quest'ultimo e dall'impedenza d'ingresso della rete, deve almeno uguagliare, per avere l'oscillazione, l'attenuazione alla frequenza f_0 della rete di sfasamento.

Quando il guadagno dell'amplificatore è regolato sia manualmente, ovvero a mezzo di un controllo automatico di guadagno, in modo da soddisfare a questa condizione, si ottiene una oscillazione molto pura.

La stabilità di frequenza di un circuito di questo genere nei riguardi delle variazioni delle tensioni di alimentazione è pure molto buona.

Il condensatore di blocco e la resistenza di fuga sulla griglia del tubo possono essere omessi quando la rete provveda a queste funzioni. Se ciò non avviene, occorre tener conto dello sfasamento introdotto dal gruppo di accoppiamento, e cercare di ridurlo al minimo possibile. Questo si ottiene scegliendo per i due elementi in questione i valori più alti possibili, compatibilmente con i fattori restrittivi rappresentati dalla corrente di fuga del condensatore e dalla corrente di griglia del tubo.

Fig. 4 - Traliccio a tre celle anticipatrici.

Fig. 5 - Traliccio a tre celle ritardatrici.

Fig. 6 - Traliccio a quattro celle anticipatrici.

Come reti di sfasamento sono principalmente usate due versioni, e precisamente la rete a traliccio e la rete a doppio « T ».

2.2. - Reti a traliccio.

Nelle figure 4, 5, 6, 7 sono indicati quattro tipi di reti a traliccio. Esse sono costituite da una successione (tre ovvero quattro, nei nostri esempi) di celle elementari *R-C*, uguali fra loro.

Un'onda sinusoidale applicata all'ingresso (numero 1) viaggia lungo la rete, progressivamente attenuandosi e ruotando di fase.

Prendendo in esame una cella elementare della rete di fig. 4, e considerandola isolata, possiamo scrivere le seguenti espressioni per il fattore di attenuazione e la rotazione di fase introdotti (fig. 8):

$$\frac{|Vu|}{|Vo|} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \frac{10^{12}}{\omega^2 C^2}}} \quad [2]$$

$$\Delta\varphi = \text{arctg}\,\frac{10^6}{\omega R C} \quad [3]$$

in cui:

$\omega = 2\pi f$ = pulsazione rad/sec.

R = resistenza in ohm

C = capacità in μF

$\Delta\varphi$ = rotazione di fase di Vu rispetto a Vo.

Dalle relazioni [2] e [3] si vede come, per una sola cella, sia possibile soltanto avvicinarsi ad una rotazione di

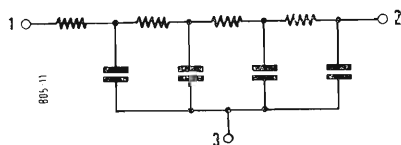



Fig. 7 - Traliccio a quattro celle ritardatrici.

fase massima di 90°, ed anche a costo di una spaventosa attenuazione.

Per ottenere quindi 180° esatti di rotazione occorre impiegare una rete costituita da almeno tre celle elementari.

Tenendo poi presente che nella rete i fattori di attenuazione delle singole celle vanno moltiplicati fra loro per ottenere il fattore di attenuazione totale, mentre le singole rotazioni di fase introdotte vanno sommate per ottenere la rotazione totale, si può trarre la conclusione che a pari rotazione di

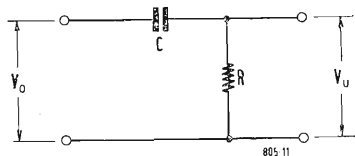



Fig. 8 - Cella semplice *R-C*.

fase desiderata, si ha una attenuazione tanto minore quanto maggiore è il numero di celle elementari impiegate nella rete.

Nella tabella n. 1 sono riassunte le caratteristiche delle reti illustrate, per ottenere uno sfasamento di 180° ad una determinata frequenza f_0, e l'amplificazione minima richiesta allo stadio amplificatore per il mantenimento delle oscillazioni.

TABELLA 1

Rete	Figura	Frequenza di oscillazione	Amplificaz. minima
3 celle anticipatrici	4	$\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC}$	29
3 celle ritardatrici	5	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi\,RC}$	29
4 celle anticipatrici	6	$\frac{\sqrt{0,7}}{2\pi\,RC}$	18,4
4 celle ritardatrici	7	$\frac{1,2}{2\pi\,RC}$	18,4

Il valore indicato della frequenza f_0 è valido qualora si assuma che l'amplificatore non introduca una rotazione di fase propria diversa dai 180 teorici esistenti fra il segnale sulla placca e quello sulla griglia.

Valgono qui, per il progetto dello stadio, gli stessi criteri indicati per l'oscillatore *R-C*.

Ogni cella elementare della rete è caricata da quella che segue. Non si può quindi giungere ai risultati indicati nella tabella partendo dalle relazioni [2] e [3] senza introdurre opportune correzioni. Per esempio nella rete a tre celle elementari gli sfasamenti successivi ammontano a 56°, 56° e 86°.

2.3. - Reti a doppio « T ».

La fig. 9 riporta lo schema di una rete di questo tipo. I riferimenti numerici sono relativi allo schema di fig. 3.

Questo filtro, oltre che come rete di sfasamento per oscillatore, trova largo impiego come rete selettiva per esempio in amplificatori a 50 Hz, impiegati in servosistemi a corrente alternata.

Qualora lo si debba dimensionare come rete di sfasamento per oscillatore, si possono impiegare le relazioni qui di seguito riportate, che derivano dalla teoria generale della rete a doppio « T ».

Con riferimento ai simboli della fig. 9, la frequenza per cui si ha uno sfasamento di 180° fra la tensione di uscita e quella di entrata, è data da:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad [4\text{-}5]$$

L'attenuazione minima che si può ottenere da un filtro a doppio « T », e che eguaglia quindi l'amplificazione minima richiesta allo stadio per avere la generazione di oscillazioni, è dell'ordine di 4,5 quando siano soddisfatte le relazioni:

$$2\pi f_0 R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2 C_2} = 2,5 \quad [6\text{-}7]$$

Quando si sia fissato il valore desiderato della frequenza, le relazioni [4] [5] [6] [7] costituiscono un sistema di quattro equazioni a quattro incognite R_1 R_2 C_1 C_2, e quindi determinato.

Per facilitare il calcolo, quando si sia cominciato a risolvere il sistema rispetto, per esempio, a R_2, sono qui riportate le relazioni con i rimanenti elementi:

$$R_1 = 2,5\ R_2 \quad [8]$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2} \quad [9]$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2,5} \quad [10]$$

R_3 e C_3, tenendo presente che si vuol realizzare la minima attenuazione di circa 4,5, vanno scelti in modo da soddisfare alla [11] e [12]:

$$R_3 = 25\ R_2 \quad [11]$$

$$C_3 = \frac{C_1}{25} \quad [12]$$

Mentre l'oscillatore a resistenza-capacità e l'oscillatore con rete di sfasamento a traliccio sono per lo più impiegati in un campo di frequenze che va dalle più basse frequenze di qualche

ciclo per secondo a frequenze dell'ordine di qualche centinaio di kHz, l'oscillatore con rete a doppio « T » ha trovato anche applicazione a frequenze più elevate.

Infatti, pur essendo usato nel campo delle frequenze industriali, esso si presta ancora bene alle frequenze di qualche MHz, per esempio come oscillatore locale in un ricevitore per onde medie.

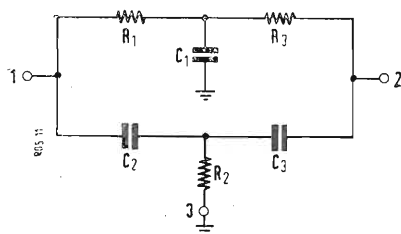



Fig. 9 - Rete a doppio « T ».

In generale si può dire che gli oscillatori a rete di sfasamento sono particolarmente consigliabili per la generazione di una frequenza fissa.

Essi rappresentano probabilmente la soluzione più semplice e soddisfacente nel campo delle frequenze acustiche.

La variazione della frequenza potrebbe essere ottenuta variando contemporaneamente con un controllo unico tutti i condensatori ovvero tutte le resistenze.

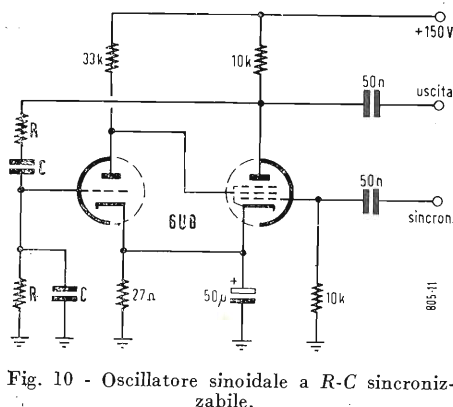



Fig. 10 - Oscillatore sinoidale a *R-C* sincronizzabile.

Le complicazioni che sono introdotte da un tale sistema consigliano tuttavia, in questo caso, di ricorrere agli oscillatori a resistenza-capacità del tipo di figura 1.

3. - APPENDICE 1.

La fig. 10 riporta lo schema di un oscillatore molto semplice a resistenza-capacità.

Non esiste un controllo automatico di ampiezza, ma ciò non significa che si abbia instabilità dell'ampiezza in uscita ad una certa frequenza; vuol dire soltanto che l'ampiezza in uscita non è costante al variare della frequenza.

Con i due condensatori da 3.000 pF e le due resistenze costituite da un potenziometro doppio da 1 + 1M Ω, si ha l'esplorazione di un campo di frequenze compreso fra circa 50 e 1.000 Hz. Esso è stato costruito per ottenere una frequenza esattamente doppia della frequenza di rete, cioè circa 100 Hz.

A questo scopo esso è sincronizzato dalla frequenza di rete.

La frequenza di 100 Hz è impiegata per lo spazzamento di un oscilloscopio in un complesso per la misura di campi magnetici con una sonda a nucleo saturabile.

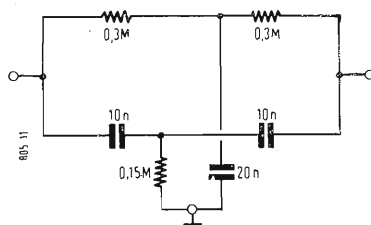



Fig. 11 - Rete simmetrica a doppio « T » per 50 Hz.

Trattandosi di un metodo di zero, si aveva il problema di presentare sovrapposti sullo schermo i due semiperiodi di un segnale alla frequenza di rete.

4. - APPENDICE 2.

Si è parlato delle varie applicazioni della rete a doppio « T ». Con un particolare dimensionamento, poco più sotto riportato, si dispone di un filtro che presenta un'attenuazione teoricamente infinita per una determinata frequenza.

È facile, esaminando la fig. 9, rendersi conto del funzionamento in queste condizioni.

Il segnale, transitando attraverso alla rete, ha a disposizione due vie in parallelo, e cioè $R_1 C_1 R_3$ e $C_2 R_2 C_3$. Il segnale in uscita risulta dalla somma vettoriale delle due componenti che si sono formate.

È possibile perciò dimensionare i due « T » in modo tale che per una determinata frequenza le due componenti all'uscita presentino la stessa attenuazione in valore assoluto (e quindi abbiano uguale ampiezza) e risultino di fase opposta.

Si ha quindi per questa frequenza una cancellazione del segnale in uscita.

Le condizioni di uscita zero sono espresse dalle seguenti condizioni:

$$\frac{2}{\omega C_2} = R_1^2 \omega C_1 \quad [13]$$

$$\frac{1}{R_2 (\omega C_2)^2} = 2 R_1 \quad [14]$$

$$R_1 = R_3 \quad [15]$$

$$C_2 = C_3 \quad [16]$$

in cui ω è la pulsazione alla frequenza di cancellazione.

La fig. 11 riporta lo schema di un filtro di questo tipo, che presenta una attenuazione di 60 dB a 50 Hz.

Esso è stato impiegato in più esemplari in un servosistema a frequenza di rete.

Il servoamplificatore è costituito da tre stadi impieganti tubi 6AU6, ciascuno controreazionato da una rete come quella di fig. 10.

A tutte le frequenze superiori ed inferiori a 50 Hz l'amplificazione si mantiene bassissima.

Alla frequenza di 50 Hz la controreazione praticamente non esiste, e l'amplificazione ammonta a circa 10^6 volte.

BIBLIOGRAFIA.

F. E. TERMAN: Radio Engineers Handbook. 1943, New York.

TELEFUNKEN ROHRENTASCHENBUCH: 1955, Berlin.

JAMES: Theory of servomechanisms. 1947, New York.

AHRENDT: Servomechanism practice. 1954, New York.

THOMAS: Theory and design of valve oscillators. 1951, London.

J. P. OEMICHEN: Circuits electroniques. 1954, Paris.

LANGFORD: Radio designer's hand-book 1954 London.

BEDEAU: Techniques de l'ingénieur. Paris.

TERMAN - PETTIT: Electronic measurements. 1952, New York.

Accordo tripartito sui diritti nel campo dell'energia atomica

I Governi del Regno Unito, degli Stati Uniti e del Canadà, hanno concluso un accordo per lo scambio dei diritti sulle invenzioni e scoperte nel campo dell'energia atomica per le quali al 15 novembre dell'anno scorso erano detenuti o erano stati richiesti brevetti da un Governo in uno o in entrambi gli altri Paesi. Nel dare il 24 settembre comunicazioni di quanto sopra, l'Ente Atomico Britannico ha dichiarato che lo scopo dell'accordo tripartito è di consentire l'uso interno delle invenzioni in ciascun paese da parte del Governo e dell'industria senza interferenza degli altri Governi. Ciò avverrà attraverso una « reciproca cessione » dei diritti, in base alla quale ciascun Governo cederà agli altri i diritti e gli interessi da esso posseduti negli altri Paesi.

Lo scambio conferirà pieni diritti a ciascun Governo nel suo Paese e gli permetterà di concedere licenze all'industria in conformità alla politica nazionale. L'accordo, dice la comunicazione, si prevede sarà di particolare vantaggio per il sempre maggior numero di industrie atomiche private in ciascuno dei Paesi firmatari, in quantochè eviterà questioni di violazione di brevetti. Le ditte che compiono lavori all'interno avranno bisogno di licenze solo dai loro Governi, e, data la disposizione anti-discriminazione degli accordi, le ditte in un Paese che svolgono lavori in uno o in entrambi gli altri non potranno essere discriminate dai Governi degli altri Paesi.

(*u.b.*)

Resine Sintetiche per l'Isolamento di Circuiti Elettronici

1. - ALCUNE IDEE SUI MATERIALI PER IMPREGNAZIONE ED INCAPSULAMENTO.

Esaminiamo qui una particolare zona del campo vastissimo dei plastici in uso nell'elettronica: i materiali che fusi o più spesso sciolti in adatti solventi formano involucri isolanti e protettivi a componenti di circuiti elettronici.

Le resine provvedono a fornire un elevato grado di isolamento elettrico e proteggono il pezzo dall'atmosfera umida o corrosiva, da « shock » meccanici o termici.

Il vecchio metodo di versare sui pezzi, miscele asfaltiche (i « compounds ») è ormai sorpassato. I polimeri plastici hanno proprietà elettriche, chimiche e meccaniche molto maggiori (tra cui il moderatissimo ritiro) e la possibilità di indurimento a temperatura ambiente.

2. - PRO E CONTRO.

Enumeriamo i vantaggi di ordine generale, che si possono conseguire usando le resine sintetiche, quali impregnanti o incapsulanti.

2.0.1. - Mantenimento di proprietà isolanti e meccaniche in una più ampia zona di temperature.

2.0.2. - Eliminazione di recipienti di metallo.

2.0.3. - Resistenza meccanica elevata.

2.0.4. - Resistenza chimica elevata.

Ci sono anche alcuni svantaggi:

2.0.5. - Bassa conducibilità del calore: deve essere tenuta presente nel caso di incapsulamento di parti che abbiano necessità di dissipare calore.

2.0.6. - Possibilità di tensioni interne che conducono a fessure conseguenti a cicli termici.

2.0.7. - Svantaggio comune a tutti gli impregnanti, l'aumento di peso e la difficoltà di riparazione.

3. - RESINE USATE.

Le diverse resine offrono caratteristiche che dànno un orientamento verso un determinato campo d'applicazione.

Esistono metodi d'applicazione diversi che permettono di risolvere problemi specifici.

Diamo qui un elenco delle categorie di resine più usate, del loro nome commerciale e delle ditte fabbricanti.

Esamineremo più oltre i singoli prodotti:

3.1. - Poliesteri:
Selectron (Pittisburgh Plate Glass Co.).
Paraplex (Rohm & Maas Co.).

3.2. - Etossiliniche (oEpossidiche):
Araldite (Ciba).
Epon (Shell).

3.3. - Gomme siliconi.
RTV 5302 (Dow Corring Co.).

3.4. - Schiume di isocianato.
Lockfoam (Nopco Chemical Co.).

3.5. - Schiume di polistirolo.
Dylite (Koppers Co.).

4. - POLIESTERI E RESINE ETOSSILINICHE.

Applicate in soluzione, si induriscono mediante opportuni reagenti chimici. Questi due tipi di resine vengono usate quando si richiedano impregnazioni o incapsulamenti di alta adesione ed impermeabilità.

Si possono applicare ed indurire a temperatura ambiente. I poliesteri sono di costo inferiore e di minor tossicità (non provocano dermatiti) degli etossilinici, la loro contrazione (7 % in volume) può essere ancora ridotta con adeguati riempitivi (talco).

Si possono ottenere materiali resistenti in un campo di temperature da — 50 °C a + 150 °C.

5. - GOMME SILICONI.

I composti a base siliconica, dotata di proprietà elastiche (o plastiche), i cosiddetti « elastomeri » hanno come principale proprietà la resistenza al calore.

La flessibilità è conservata in un campo che va da — 55 °C a + 250 °C. Ottime doti di resistenza all'umidità ed agli agenti ossidanti non sono accoppiate ad egual resistenza agli acidi ed alcali forti ed agli olii lubrificanti.

L'applicazione avviene per immersione in soluzione opportuna. La polimerizzazione avviene a temperatura compresa tra i 20 °C e i 50 °C.

Gruppi interi di componenti (compresi i collegamenti) vengono incapsulati in uno o più strati successivi di gomme al silicone.

6. - SCHIUME.

Il polistirolo ed il gruppo di plastici che va sotto il nome di poliisocianati, sono usati con successo per ottenere incapsulamenti leggeri che possono essere formati per schiumeggiamento « in situ ». Per quanto riguarda la leggerezza, si tenga presente che ci sono schiume che hanno densità intorno a 100 grammi per decimetro cubo. Si possono ottenere schiume flessibili o rigide, con le cellette chiuse o intercomunicanti.

Le schiume in genere sono dotate di bassa conducibilità termica.

Le resine derivate dai poliisocianati sono dotate di ottime proprietà meccaniche (resistenza all'abrasione) ed al calore (alcune resistono fino a 150 °C).

Esse aderiscono molto bene agli altri materiali (metalli compresi). Hanno basso fattore di potenza e bassa costante dielettrica.

Le schiume di polistirolo hanno buone proprietà meccaniche ed elettriche, ma non aderiscono bene ai metalli.

7. - RIEMPITIVI.

Alle resine poliesteri ed etossiliniche si aggiungono spesso adatte sostanze inerti, dette « di carica » per ridurre principalmente il costo ed i ritiri. Inoltre i riempitivi possono migliorare la conducibilità termica e le qualità meccaniche.

Mediante una opportuna scelta della sostanza di carica, si può ottenere un coefficiente di dilatazione della resina, eguale a quello dei pezzi e dei recipienti, riducendo così al minimo il pericolo di fessure.

Tipici materiali riempitivi sono: polvere di mica, polvere di quarzo, fibre di vetro o amianto, carbonato di calcio, ossido di alluminio, talco ed anche polveri metalliche.

Un buon riempitivo deve:

a) essere chimicamente compatibile con la resina usata;

b) deve essere « bagnato » facilmente dalla resina;

c) deve lasciare, a trattamento completo, una superficie liscia e non porosa.

La mica ha eccellenti proprietà dielettriche.

Il carbonato di calcio è incompatibile coi poliesteri.

Le polveri metalliche che vengono aggiunte per aumentare la conducibilità termica, peggiorano ovviamente le qualità elettriche. (G.C.)

rassegna della stampa

Alcune Considerazioni sul Crossover *

Il TERMINE americano « crossover » designa il punto di intersezione o di incrocio delle caratteristiche di frequenza di due o più filtri giacenti in bande di frequenze strettamente adiacenti. Tali filtri o reti selettive sono comunemente impiegati in amplificatori di bassa frequenza per ottenere la separazione in più canali dello spettro musicale.

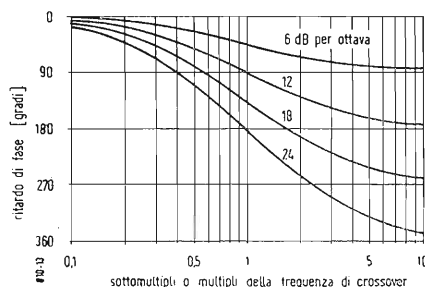



Fig. 1 - Diagramma che illustra il progressivo ritardo di fase in un filtro del tipo « a resistenza costante » in funzione della pendenza.

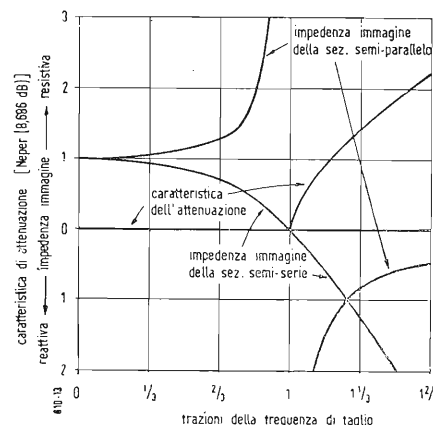



Fig. 2 - Caratteristica ideale di un filtro passa basso a k costante.

1°) *È meglio inserire la rete dei filtri dopo l'amplificatore di potenza, in modo da alimentare più altoparlanti oppure dopo un preamplificatore in modo da avere più amplificatori di potenza con il proprio altoparlante?*

È cosa ovvia il dire che la soluzione elementare è quella di inserire la rete dei filtri dopo l'amplificatore di potenza per alimentare più altoparlanti. Ciò perchè si ha l'economia di risparmiare amplificatori di potenza rispetto al secondo metodo. È bene però esaminare quali vantaggi si possono realizzare mediante la seconda soluzione proposta nella domanda.

Il primo vantaggio consiste nel fatto di poter chiudere il filtro su di una resistenza ben determinata e costante, fatto che non si verifica e difficilmente si può ottenere se si chiude il filtro sull'altoparlante.

Il secondo vantaggio è l'intermodulazione. Infatti a parità di distorsione di intermodulazione dell'altoparlante è chiaro che con l'adozione di più canali di amplificazione il fattore di intermodulazione può essere più basso pur essendo peggiore la qualità dei singoli amplificatori di potenza.

Il terzo vantaggio consiste nella potenza totale in giuoco. Si supponga, ad es., di avere a disposizione tre amplificatori da 10 W ciascuno le cui bande di frequenze sono rispettivamente: 20 ÷ 200 Hz, 200 ÷ 2000 Hz, 2000 ÷ 20 000 Hz; allora la potenza totale sarà di 30 W. Avrà, tale complesso, le medesime prestazioni di un singolo amplificatore da 30 W alimentante attraverso i filtri tre altoparlanti separati? Supponiamo, in via teorica, che il singolo amplificatore sia chiuso su di una resistenza da 10 Ω, allora si avrà che, per una potenza di 10 W, la tensione ai capi di essa sarà di 10 V. Ciò si verificherà per ogni frequenza giacente entro le bande dei tre canali, e quindi la potenza totale del segnale composto sarà di 90 W contro i 30 W del caso precedente.

In realtà però nel caso dell'amplificatore unico la potenza necessaria non è di 90 W; infatti nello spettro di frequenze contenuto nella musica la maggior parte di energia è contenuta nella gamma di frequenze comprese fra i 200 Hz e i 2000 Hz con picchi occasionali nelle frequenze da 20 Hz a 200 Hz. Assegneremo quindi 10 W di potenza per le frequenze basse, 20 W per le frequenze medie e 10 W per quelle alte ottenendo così un complessivo di 40 W con un certo margine di riserva.

Alla luce di quanto si è detto la soluzione di un solo amplificatore di potenza seguito dai filtri è la migliore.

2°) *Quale pendenza deve avere il filtro alla frequenza di taglio? I valori raccomandati variano da un minimo di 6 dB per ottava a un massimo di 24 dB per ottava.*

Teoricamente si dovrebbero avere delle pendenze molto acute onde confinare decisamente nelle rispettive bande di frequenze dei filtri l'energia riguardante lo spettro acustico. In realtà le cose sono diverse; infatti normalmente un altoparlante ha la curva di risposta alle frequenze abbastanza larga e per eliminare il non naturale effetto in vicinanza del punto di incrocio la pendenza del filtro non dovrà essere eccessivamente ripida.

In particolare il fattore che limita un altoparlante per le frequenze alte nel campo delle frequenze basse è la possibilità di escursione della bobina mobile. Così quando essa è sollecitata dalla piena potenza delle frequenze basse l'escursione di essa può divenire troppo ampia e per ciò provocare distorsione ed ancor peggio una rottura della membrana. Notando che l'escursione necessaria alla bobina mobile per produrre una data pressione dell'aria è inversamente proporzionale alla frequenza, una pendenza di 6 dB del filtro deve tenere pure conto delle frequenze più basse, al di sotto della frequenza di incrocio, se si vuole contenere la predetta escursione entro i limiti di sicurezza.

Per un altoparlante adatto alle frequenze basse il fattore limitante è dato dalla massa della membrana che è incapace di essere messa in movimento dalle frequenze alte. Un tale altoparlante presenta solitamente un'attenuazione verso le frequenze alte di 6 dB per ottava e quindi l'impiego di un filtro avente una pendenza di 6 dB per ottava sarà più che sufficiente.

Più avanti vedremo che agli effetti delle fasi e di una risposta piana sarà utile usare pendenze maggiori.

3°) *Un filtro può rendere il sistema parzialmente oscillante nei transitori?*

Si deve notare a tale proposito che un filtro di crossover produce uno sfasamento che dipende dalla pendenza dei fianchi di taglio. Ciò appare chiaramente nella fig. 1. Più di due terzi della variazione totale della fase avviene fra le due ottave sotto e sopra il punto di incrocio. Tale distorsione è molto sentita e nota come distorsione di linearità.

(*) CROWHURST, N.H.: Questions about crossover, *Radio Electronics*, luglio 1956, XXVII, 7, pag. 44 e agosto 1956, XXVIII, 8, pag. 44.

È evidente che queste rotazioni di fase possono ingenerare delle oscillazioni parziali. Da quanto si è visto è consigliabile non superare una pendenza di 12 dB per ottava.

4°) *Nei dati di progetto di una rete per crossover si incontrano i termini*

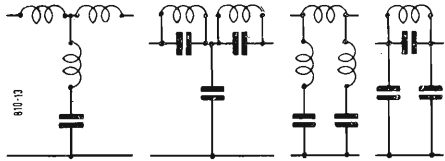



Fig. 3 - Le più semplici forme di un filtro « *m* derivato » passa basso.

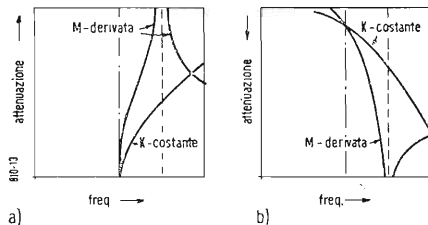



Fig. 4 - Caratteristiche di frequenza per filtri « *k* costante » e « *m* derivato »: a) risposta ideale, b) pratica.

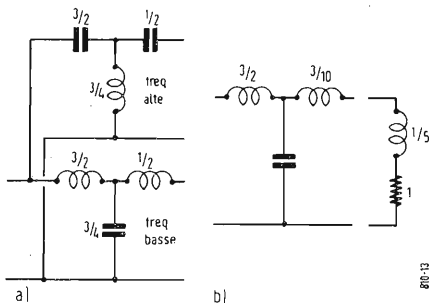



Fig. 5 - Filtro per crossover a resistenza costante con pendenza di 18 dB per ottava: a) filtro completo; b) sezione di filtro passa basso modificato onde tener conto dell'induttanza della bobina mobile.

« resistenza costante » e « m-derivato ». Quale è la differenza fra tali metodi e quali effetti hanno sul funzionamento del crossover?

La classificazione classica dei filtri distingue fra filtri a « k-costante » e filtri « m-derivati ». Il primo tipo di filtro è derivato dalla teoria delle linee di trasmissione; esso è supposto teoricamente chiudersi sulla sua « impedenza immagine o caratteristica » che non è mai costante. Ciò dipende dal fatto che se l'impedenza immagine è una rete semi-serie essa passa da valori corrispondenti alla sua impedenza caratteristica a valori inferiori allo zero per frequenze superiori a quella di incrocio; se invece la chiusura del filtro avviene su una rete semi-parallelo i valori dell'impedenza caratteristica passano dal valore nominale all'infinito per la frequenza di incrocio (fig. 2).

In realtà i filtri di questo tipo non sono chiusi su impedenze del tipo sopra detto, ma su resistenze praticamente costanti, sicchè le curve teoriche di attenuazione per i filtri a « k-costante » non valgono per i casi pratici.

Il secondo tipo di filtro, quelli « m-derivati », si ottiene dal primo modificando i parametri elettrici mediante un fattore « m » e dimensionando i rimanenti in modo tale che l'impedenza caratteristica rimanga sempre la medesima al variare della frequenza. In fig. 3 sono raffigurati i filtri più semplici di questo secondo tipo per un « passa-basso ». La conseguenza prima di tale modifica è quella di rendere la pendenza del filtro la più acuta possibile usando il medesimo numero di elementi ed inoltre di portare le frequenze di attenuazione esternamente alla banda di frequenze passanti (fig. 4).

Questo tipo di filtro « m-derivato » non è esattamente quello che si impiega nelle reti di « crossover », infatti esse non impiegano tanti elementi come si hanno nei più semplici tipi dei filtri sopradetti. La spiegazione del filtro « m-derivato » applicato al « crossover » è insita nell'aggiustamento empirico dei valori ottenuti dalla teoria classica dei filtri onde ottenere un responso accettabile in pratica. Usando così un semplice filtro del tipo a « k-costante » è possibile modificare i valori in sede sperimentale in modo da ottenere un responso soddisfacente. Il fattore impiegato per raggiungere tali risultati è allora denominato « m » ed il filtro è denominato a « m-derivato ».

Il tipo di filtro chiamato « a resistenza costante » usa la stessa configurazione di elementi, ma i loro valori sono determinati in modo che le impedenze nei due bracci della rete siano complementari, cosicchè quando esse sono combinate la resistenza misurata all'ingresso è costante al variare della frequenza. Un vantaggio di questo sistema è che il responso totale è lineare e che l'amplificatore è correttamente caricato per tutte le frequenze ed inoltre la differenza di fase fra le energie cadute alle due unità è costante per tutte le frequenze e cioè vi è assenza di distorsione di linearità.

5°) *È stato detto che è impossibile chiudere correttamente i filtri di crossover mediante gli altoparlanti perchè non sono delle resistenze pure. Si può quindi ottenere una corretta chiusura usando altoparlanti?*

Il solo punto in cui la chiusura della rete di crossover e critica è quello che si trova in vicinanza della frequenza di incrocio; se quindi l'altoparlante genera componenti reattivi a frequenze distanti da tale frequenza l'effetto non è molto sentito. Pertanto la cosa importante è di vedere che la rete di crossover sia correttamente adattata in vicinanza della frequenza di incrocio. Un altoparlante per le frequenze basse può generare un aumento della sua impedenza in vicinanza della sua risonanza che può essere molto piccolo se esso è smorzato dal mobile che lo racchiude ed è comunque ben lontano dalla frequenza di incrocio cosicchè l'unica induttanza da considerarsi è quella della bobina mobile.

L'unità per le frequenze alte presenta invece alla rete di crossover una resistenza e solamente alle più alte frequenze essa diviene induttiva. Si dovrà quindi compensare l'induttanza della bobina alimentata dalla sezione passa basso dei filtro di crossover.

In fig. 5 è mostrato un filtro a resistenza costante avente 18 dB di pendenza i cui valori reattivi sono dati come frazioni dell'impedenza di lavoro alla frequenza di incrocio. L'induttanza alimentante l'unità di bassa frequenza deve essere calcolata sulla base di resistenza costante usando i valori mostrati. L'induttanza della bobina mobile deve allora essere misurata ed il suo valore sottratto da quello calcolato per ottenere l'induttanza richiesta dal ramo di uscita del filtro.

6°) *È importante la chiusura del filtro di crossover al suo ingresso?*

Ciò che chiude l'ingresso del filtro è la resistenza dell'amplificatore di potenza. Il vantaggio che offre il filtro a resistenza costante è che l'impedenza riflessa attraverso il crossover dall'altoparlante è una resistenza costante e quindi la risposta è sempre

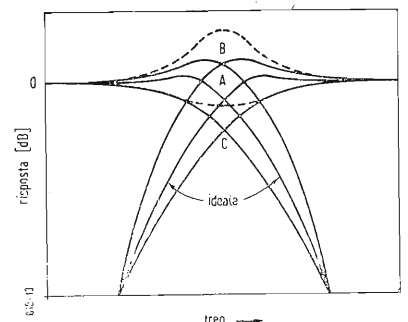



Fig. 6 - Effetto della chiusura all'ingresso su la risposta di un filtro derivato.

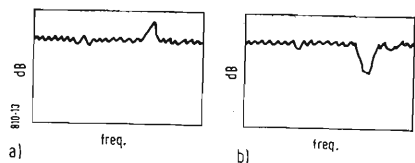



Fig. 7 - Eventuali picchi nella risposta; a) è più sentito che b).

curve *A*, *B*, *C*, che sono rispettivamente: la curva *A*, la risposta ideale; le curve *B* e *C* si manifestano delle variazioni in più e in meno dell'impedenza della sorgente all'ingresso del filtro rispetto al valore ideale. Le curve a linee tratteggiate rappresentano invece l'andamento dell'energia totale all'uscita del filtro.

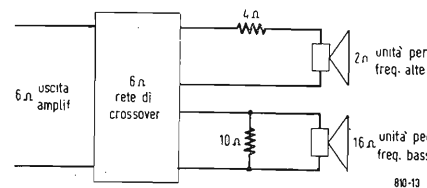



Fig. 10 - Adattamento di un crossover a due bobine mobili di differenti resistenze.

la medesima indipendentemente dalla resistenza interna dell'amplificatore. Ciò non avviene se si impiegano dei filtri del tipo « m-derivato », che quindi devono essere evitati.

In fig. 6 sono rappresentate delle

7°) *Alcuni consigliano di lasciare una piccola discontinuità piuttosto che un ricoprimento fra le curve dei filtri « passa-basso » e « passa alto ». Questo fatto è una base valida per il progetto e quale è la ragione di ciò?*

Se ad un altoparlante si applicano due picchi del tipo di quelli rappresentati in fig. 7 la nostra sensazione acustica ci porterà a distinguere più facilmente un aumento brusco di livello che una sua diminuizione per quella frequenza in cui si manifesta. Riferendoci alla frequenza di crossover se i due filtri sono predisposti in modo tale da fornire un responso totale lineare si può, in questo caso, facilmente manifestare alla frequenza di incrocio un picco od un responso irregolare dovuto alle interferenze di fase. Questo fatto, per i motivi sopradetti, sarà facilmente rivelato dall'orecchio. Ciò porterà a preferire al picco una depressione.

Fig. 8 - Risposta alla frequenza di due filtri a tre stadi di resistenza e capacità.

8°) *È possibile realizzare un filtro soddisfacente di crossover mediante reti a R-C onde eliminare possibili risonanze fra induttanze e capacità?*

Le perdite introdotte dagli elementi resistivi sconsigliano di impiegare tali filtri nel circuito degli altoparlanti, ma possono essere vantaggiosamente impiegati, se inseriti fra amplificatore e amplificatore di potenza.

Una rete R-C introduce una pendenza di 6 dB per ottava e se, ad es., si assommano tre reti appropriate a R-C si può ottenere una pendenza totale di 18 dB ed avrà alla frequenza di incrocio, per 3 dB di attenuazione, una pendenza di 9 dB. Dalla fig. 8 si vede che l'energia in gioco viene a trovarsi al di sotto di 6 dB rispetto al livello medio.

Fig. 9 - Curve di risposta di filtri a resistenza costante.

Onde mantenere uniforme il responso su tutta la banda di frequenza la pendenza all'uscita di ciascun filtro alla frequenza di incrocio dovrà essere pari alla metà della pendenza finale e l'attenuazione dovrà essere di 3 dB. In tal modo l'energia presente sempre alla frequenza di taglio, verrà ad essere uguale a quella distribuita nelle singole unità per frequenze distanti da essa ed il responso totale sarà lineare. Ciò è visibile in fig. 9.

Inserendo le reti fra preamplificatore ed amplificatore di potenza è possibile, impiegando reti a *R-C* ed una controreazione, produrre un responso identico a quello che si potrebbe ottenere impiegando filtri a *L-C*.

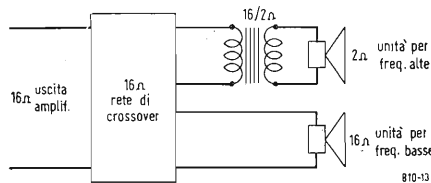



Fig. 11 - Adattamento impiegante un trasformatore.

reazione, si hanno nuove e non semplici difficoltà.

11°) *Si può usare un filtro per alimentare altoparlanti con differenti impedenze di bobina mobile?*

In via del tutto generale non si può adattare due altoparlanti di differenti impedenze ad un filtro *L-C* per crossover. I sistemi per risolvere detto problema sono tre.

Il primo è quello di adattare le due unità alla rete mediante l'uso di resistenze, come appare in fig. 10.

Lo svantaggio di tale sistema è che 2/3 della potenza all'uscita è dissipata nelle resistenze.

9°) *Impiegando filtri a L-C conviene usare induttanze del tipo: toroidale, con nucleo o senza?*

Per rispondere a tale problema conviene esaminare i singoli tipi individualmente.

Un'induttanza senza nucleo gode dell'unico vantaggio di non introdurre la distorsione dovuta alla non linearità della corrente magnetizzante. A causa delle relativamente basse frequenze audio il *Q* di tale bobina è molto piccolo a meno di non voler rendere la bobina estremamente grande. In tale caso essa è molto sensibile ai campi dispersi ed essendo, come abbiamo detto, le dimensioni molto grandi la schematura di rame solleverà un problema di ingombro.

Un'induttanza con nucleo invece avrà un *Q* più elevato e se il nucleo è correttamente disegnato non capterà flussi dispersi. Sotto questo punto di vista il tipo toroidale è preferibile rispetto agli altri a causa della sua omogeneità di costruzione; inoltre esso possiede una alquanto minor distorsione.

Fig. 12 - Deviazione dal corretto responso di un filtro a resistenza costante per errori del 10 % nei valori dei componenti.

10°) *Come si può impiegare nella rete a R-C la controreazione e quali differenze vi sono fra essa ed una rete a L-C?*

La controreazione può essere impiegata solamente in quei filtri che vengono inseriti fra preamplificatore e amplificatore di potenza. L'introduzione della controreazione nelle reti a *R-C* ha come conseguenza due effetti: di anmentare la pendenza e di spostare la propria frequenza effettiva.

I filtri che impiegano la controreazione richiedono, per una pendenza di 12 dB per ottava, in aggiunta alle due resistenze e alle due capacità uno stadio di amplificazione onde ottenere la controreazione di 6 dB che deve poi produrre la necessaria maggior pendenza e lo spostamento di frequenza. In questo caso un filtro equivalente a *L-C* avrebbe solamente una induttanza ed una capacità onde ottenere il medesimo risultato.

Quindi l'unico vantaggio di tali reti è quello di evitare i difetti già visti che vengono ad essere introdotti dalla presenza delle induttanze, ma per contro in tal modo, con la contro-

Fig. 13 - Errori di fase introdotti da filtri a resistenza non costante: le linee piene si riferiscono all'errore totale, quelle a tratti a ciascuna sezione.

Il secondo sistema consiste nell'adattare l'altoparlante mediante un trasformatore come è rappresentato in fig. 11.

Il terzo utilizza uno speciale trasformatore chiamato « trasformatore universale per crossover ». Esso mediante le induttanze disperse realizza le seguenti possibilità: adattamento di qualsiasi impedenza fra placca e placca delle finali collegamento in Ultra-Lineare; spostamento della frequenza di incrocio; impiego di altoparlanti di diversa impedenza.

12a) *Come la fase può interessare l'effìcenza del sistema?*

Con il filtro « a resistenza costante » adattante due altoparlanti la risposta totale è piana e la differenza di fase fra l'energia fornita alle due unità è costante per tutto il campo di frequenze.

In fig. 12 sono rappresentate le curve caratteristiche per reti di filtri a resistenza costante allorquando si abbia una variazione del 10 % dei valori degli elementi che la compongono. Si noti che la risposta totale della rete è assai meno alterata che per un filtro composto da due soli elementi. In fig. 13 sono invece rappresentate le curve che legano lo scostamento della fase da quella media per filtri del tipo non a resistenza costante aventi due o tre elementi per ciascuna metà del filtro.

13a) *Se l'amplificatore è provvisto di smorzamento variabile l'uso della rete di crossover è possibile?*

Vi sono a tale proposito due argomenti che consigliano l'uso del filtro a « resistenza costante »; infatti impiegando un filtro la cui impedenza devia apprezzabilmente in vicinanza del crossover la risposta totale è notevolmente interessata dall'impedenza della sorgente che lo alimenta. Inoltre tali fluttuazioni di impedenza introducono componenti reattive in vicinanza del crossover. Se la controreazione positiva o negativa è sensibile alle componenti reattive a queste frequenze le variazioni della curva di risposta per quelle frequenze possono essere ulteriormente aumentate. Usando invece il filtro « resistenza costante » tutto ciò non avviene.

(*dott. ing. Giuseppe Rebora*)

Avvisiamo gli amici lettori e tutti coloro che possono esserne interessati che, a partire dal prossimo mese di Dicembre, gli Uffici della Editrice il Rostro, nonchè l'Amministrazione, la Redazione e l'Ufficio Pubblicità de **« l'antenna »**, si trasferiranno nei più ampi locali della nuova sede, situata nella stessa **Via Senato, al civico n. 28 - Tel. 702.908 e 798.230.**

Monitore per la Misura della Percentuale di Modulazione *

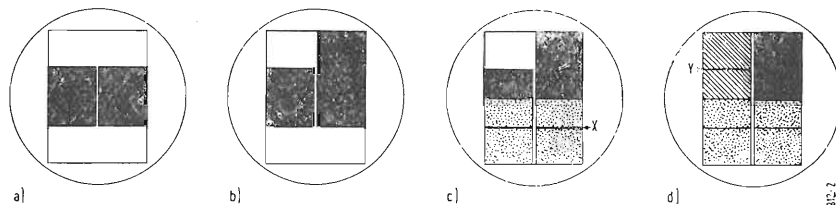



Fig. 1 - Schermo della 6AL7GT nelle varie condizioni di funzionamento. Con modulazione (*c*) l'area tratteggiata si espande sotto alla linea *x* in proporzione alla percentuale di modulazione. I picchi negativi di sovramodulazione vengono indicati da un simile movimento sopra la linea *y* della parte superiore sinistra dello schermo.

1. - UN MONITORE PER LA PERCENTUALE DI MODULAZIONE.

Ogni radioamatore che usa un trasmettitore modulato in ampiezza ha bisogno un apparato per misurare la percentuale di modulazione. In pratica questo bisogno si riduce a due misure in modo da rispondere alle seguenti domande:

1) La mia modulazione è sufficiente?
2) Sto sovramodulando?

Mentre è risaputo che queste misure sono di grande importanza, si deve purtroppo constatare che ancora molti OM non hanno alcun sistema per controllare la modulazione all'infuori dell'amperometro nel modulatore in classe B oppure delle lampadine in serie ai feeder!

Fig. 2 - Circuito dell'indicatore di modulazione. Le capacità sono in μF se non diversamente specificato. Le resistenze sono da ½ W se non diversamente specificato. J_1 = presa jack per cuffie; L_1 = Bobina per il prelevamento della RF; una o due spire accoppiate al circuito di placca dell'amplificatore finale. Regolare l'accoppiamento per una corretta deflessione della 6AL7GT. R_1 = Dipende dalla tensione di placca dell'amplificatore finale. Vedere testo. R_3 = Potenziometro controllo del volume. T_1 = Trasformatore microfonico (Stancor A-4706).

Il monitore che descriviamo provvede a dare tre informazioni:

1) Se il trasmettitore è in emissione.
2) Se la portante viene modulata.
3) Se vi sono picchi negativi dovuti alla sovramodulazione.

I picchi negativi dovuti alla sovramodulazione sono infatti facilmente individuabili usando questo monitore.

L'indicatore è una 6AL7GT comunemente usata per la sintonia dei ricevitori FM. La fig. 1 a) mostra come si presenta la 6AL7 quando il trasmettitore non è in emissione. Questa è la posizione di riposo di questa valvola quando cioè non viene applicata tensione alle placche. La fig. 1 b) mostra la 6AL7 quando il trasmettitore è in emissione senza modulazione. La parte a destra è aumentata in altezza. Quando il trasmettitore viene modulato la valvola si presenta come in 1 c) cioè, le parti superiori dei due mezzi schermi si spostano in su ed in giù con la modulazione. Con un po' di esperienza con questo indicatore di modulazione è possibile stimare abbastanza bene la percentuale di modulazione. Quando capitano picchi negativi di sovramodulazione la parte superiore sinistra dello schermo si muove su e giù ad ogni picco di sovramodulazione come mostrato in fig. 1 d). In parallelo a queste indicazionivi sive il trasmettitore può essere ascoltato innestando un paio di cuffie nella presa J_1, fig. 2, e regolando il volume con il potenziomento R_3.

2. - FUNZIONAMENTO.

Il funzionamento è molto semplice. L'energia R_1F_3 viene applicata all'apparato tramite L_1, che viene accoppiata in modo abbastanza stretto al trasmettitore da controllare. La *RF* viene rettificata da un diodo della 6AL5 e la componente audio del se-

(*) CORMACK, J.G.: Modulation monitor using an electron-ray tube, *QST*, agosto 1956, XL, 8, pag. 38.

gnale rivelato viene applicata alla placca P_1 della 6AL7GT. P_1 controlla la deflessione delle due metà inferiori dello schermo. Il segnale rivelato è anche filtrato dal filtro passa-basso composto dai due condensatori da 0,05 μF e dalle due resistenze da 2,2 MΩ in modo da togliere l'audio, e la risultante corrente continua viene applicata alla placca P_2. Questa placca controlla la deflessione della parte superiore della metà destra dello schermo come mostrato in fig. 1 b). Per ottenere l'indicazione di sovramodulazione una parte della tensione di placca modulata prelevata dal divisore di tensione $R_1 R_2$ è inviata al rimanente diodo della 6AL5

I picchi negativi di sovramodulazione avvengono quando la tensione di placca istantanea dell'amplificatore finale modulato di placca diventa negativa. Quando questo accade il diodo conduce e la corrente fluisce nel primario del trasformatore T_1. La tensione sviluppata sul secondario ed applicata alla placca P_3 fa muovere su e giù la parte superiore sinistra dello schermo, come mostrato in 1 d).

Le resistenze R_1 e R_2 sono montate all'interno del trasmettitore per sicurezza evitando di portare fuori dal trasmettitore l'alta tensione dello stadio finale. I loro valori vengono scelti in modo che con modulazione al 100 per cento non si superi la tensione picco inversa stabilita dal costruttore per la 6AL5.

Il trasmettitore dell'autore usa una tensione anodica di 1250; pertanto la tensione di picco con modulaz one al 100 per cento ragg unge 2500 V. La tensione picco inversa per la 6AL5 è di 330 V. Per $R_2 = 100$ kΩ il valore di R_1 può venire calcolato dalla seguente formula:

$$R_1 = 300\ (2E_{bb} - 330)\ \text{ohm}$$

dove E_{bb} è la tens one d placca dell'amplificatore finale.

Non occorrono descrizioni dettagliate per la costruzione essendo il circuito molto semplice e la costruzione per niente critica.

Questo complesso è in uso da diversi anni ed è ora considerato indispensabile.

(*Giuseppe Moroni*)

Inaugurato il servizio telefonico transatlantico

Una conversazione tra il Presidente del Consiglio di Amministrazione della American Telephone e Telegraph Company, Cleo F. Craig, ed il direttore dei servizi postali britannici, dott. Charles Hill, avvenuta il 25 settembre, ha inaugurato ufficialmente il servizio telefonico transatlantico. Detta conversazione ha coronato le cerimonie organizzate per il completamento dei lavori relativi alla posa del primo cavo telefonico transatlantico. Il servizio telefonico tra l'America e l'Europa, in atto fin dal 1927, veniva svolto a mezzo di radio telefono ed i circuiti erano inevitabilmente soggetti a perturbazioni ed interferenze atmosferiche.

Il nuovo sistema telefonico elimina ogni possibilità di disturbo. La rete consiste in due cavi sottomarini che uniscono Clarenville (Terranova) ed Oban (nella Scozia). I due cavi, posati a distanza di circa 32 chilometri l'uno dall'altro, servono rispettivamente per la trasmissione dei messaggi nelle due direzioni e cioè uno per le comunicazioni da est ad ovest e l'altro per la direzione opposta. Il cavo può trasmettere contemporaneamente 36 conversazioni raddoppiando così il traffico finora permesso dal sistema radiotelefonico.

Il progetto, la cui realizzazione è costata 42 milioni di dollari, è stato attuato in collaborazione dall'American Telephone and Telegraph Company, dai Servizi Postali Britannici e dalla Canadian Overseas Telecommunications Corporation. (*u.s.*)

Generatore di Segnali Sinusoidali per la Banda 3 ÷ 300.000 Hz *

SINO A POCHI anni fa un generatore di BF che coprisse la banda 25-25.000 hertz era ritenuto largamente sufficente per gli impieghi nel campo della bassa frequenza. Il diffondersi degli impianti ad alta fedeltà oggigiorno esige una strumentazione di maggior prestazioni. In alcuni registratori magnetici vengono impiegate frequenze comprese fra 120 e 150 kHz e gli amplificatori a larga banda per alta fedeltà posseggono curve di risposta che da pochi hertz si estendono sino a 200 kHz. In conseguenza di ciò l'A. è stato indotto allo studio ed alla realizzazione di un generatore di semplice realizzazione che assomma largamente i requisiti richiesti dalle moderne costruzioni.

Le prestazioni che questo generatore può fornire sono qui riassunte:

a) Copertura di gamma 3 - 300.000 hertz in cinque sottogamme con adeguata copertura.

b) Il contenuto armonico globale dei segnali sinusoidali all'uscita è contenuto nell'1 %.

Circuito elettrico del generatore. Le gamme di frequenza sono: 3 ÷ 33 Hz, 33 ÷ 330 Hz, 330 ÷ 3300 Hz, 3,3 ÷ 33 kHz, 33 ÷ 330 kHz. Elenco dei componenti impiegati:

C_1 = 0,47 μF; C_2 = 0,047 μF; C_3 = 0,0047 μF; C_4 = 470 pF; C_5 = 47 pF; C_6 = 0,47 μF; C_7 = 0,047 μF; C_8 = 0,0047 μF; C_9 = 470 pF; C_{10} = 50 pF max (trimmer); C_{11} = 0,25 μF, 250 V; C_{12} = 32 μF, 250 V; C_{13} = 100 μF, 6 V; C_{14} = 0,25 μF, 250 V; C_{15} = 0,25 μF, 250 V; C_{16} = 60 μF, 350 V; C_{17} = 60 μF, 350 V; C_{18} = 50 μF, 50 V.

R_1 e R_2 = 100 kΩ + 100 kΩ, mono comandati; R_3 = 10 kΩ, 2 %; R_4 = 10 kΩ, 2 %; R_5 = 4,7 kΩ; R_6 = 100 kΩ, ½ W; R_7 = 560 kΩ; R_8 = 15 kΩ, 1 W; R_9 = 330 Ω, ½ W; R_{10} = 100 kΩ; R_{11} = 10 kΩ a filo; R_{12} = 560 kΩ; R_{13} = 22 kΩ; R_{14} = 2 kΩ, 3 W a filo; TH_1 = Termistore S.T.C., A 2552/100; T_1 = 250 V, 30 mA, 6,3 V, 1 A; MR_1 = 250 V, 50 mA.

(*) WILLIAMSON R.: Wide-range audio oscillator, *Wireless World*, ottobre 1956, 62, 10, pag. 508.

c) La linearità di tensione nell'intera gamma è contenuta entro $\pm 0,5$ dB senza necessità di regolazione.

d) La realizzazione è fatta con componenti comuni di facile approvvigionamento ed in conseguenza di ciò la costruzione risulta economica e facile.

e) La costruzione risulta leggera e di scarso ingombro cosa che permette una facile trasportabilità.

Nel campione realizzato dall'autore si è potuto misurare una distorsione globale di molto inferiore all'1 % per segnali a 2000 Hz, la linearità della risposta in tensione fra 15 Hz e 330 kHz era contenuta entro $\pm$ 0,25 dB e a 3 hertz l'uscita in tensione era di — 0,75 dB. Queste caratteristiche permettono di calibrare il potenziometro d'uscita direttamente in termini di tensione senza ricorrere per questo ad un voltmetro.

La massima tensione in uscita è di 25 V efficaci e la deriva di frequenza misurata dopo tre ore dal momento dell'accensione è risultata trascurabile.

Il circuito elettrico adottato è quello di un ponte di Wien. Per il raggiungimento di elevate caratteristiche di precisione e di stabilità con un tale circuito si dovrebbe scegliere quale elemento variabile un condensatore doppio monocomandato. In una simile realizzazione con un elevato rapporto di gamma questo avrebbe portato ad avere una bassissima impedenza d'ingresso nel campo delle frequenze alte e piccoli valori di resistenze nel campo delle frequenze basse. Nel modello costruito, e qui descritto, l'elemento variabile è resistivo e precisamente per questo scopo è stato usato un doppio potenziometro a strato ed i risultati conseguiti per ciò che riguarda la stabilità e la precisione di frequenza sono stati lusinghieri. La taratura verificata dopo tre mesi è risultata perfettamente corretta rispetto alle condizioni iniziali. L'impiego di potenziometri quali elementi variabili ha inoltre il vantaggio di estendere la scala su 300°.

È parere dell'A. che impiegando potenziometri a filo al posto di potenziometri a strato di grafite si può raggiungere un uguale grado di stabilità di quello presentato dalle capacità variabili.

Nel circuito elettrico adottato gli elementi che determinano la frequneza dell'oscillazione si presentano come un partitore di tensione, il ramo superiore consta di una capacità in serie con una resistenza mentre il ramo inferiore è costituito da un condensatore e da una resistenza in parallelo, i valori elettrici di questo parallelo sono uguali ai valori della resistenza e del condensatore del ramo superiore.

Questo partitore determina quindi una attenuazione di tensione nei confronti del segnale che si stabilizza fra la griglia ed il catodo, a questa attenuazione è contrapposta una reazione costituita da un amplificatore il cui guadagno è lievemente maggiore dell'attenuazione succitata e questo porta alla generazione di segnali persistenti. Il contenuto armonico del segnale generato è molto basso se il circuito amplificatore non è sovracaricato. Per ottenere i requisiti richiesti dagli amplificatori ad alta fedeltà ossia larga banda minima distorsione e bassa rotazione di fase si è ricorso ad una elevata controreazione il cui partitore viene a completare il ponte di Wien. Per compensare la stabilità della frequenza e mantenere costante l'ampiezza della oscillazione è stato impiegato un partitore costituito da un termistore e da una resistenza comune. Questo generatore ha all'uscita uno stadio separatore con uscita catodica che si avvale della sezione triodica del tubo ECF80. L'accoppiamento di questo stadio a separazione catodica è costituito da un condensatore avente in parallelo una resistenza al fine di mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni alle frequenze basse. Con questo circuito di uscita l'impedenza varia da 400 a 2500 ohm quando il potenziometro di regolazione è posto a metà corsa, queste caratteristiche possono ritenersi sufficenti se si considera che in pratica i segnali di BF vengono applicati su carico elevato. Nella filatura di questo oscillatore si dovrà evitare di introdurre capacità distribuite ad opera dei conduttori e di conseguenza a ciò i collegamenti dovranno essere brevi e rigidi. Sarà bene che i conduttori di massa siano realizzati con un conduttore di rame di grande diametro che sarà messo in contatto con il telaio in un solo punto. La precisione di questo generatore è legata alla tolleranza di taratura dei componenti impiegati. Le capacità, in particolare modo quelle interessate alla generazione delle frequenze elevate, dovranno avere una precisione di taratura del 2 % almeno.

Per tracciare la taratura della scala sarà conveniente l'impiego di un oscillografo, nel quale sarà inviata la tensione generata ai morsetti delle y ed ai morsetti delle x dovrà essere inviato invece un segnale sinusoidale fornito da un generatore di segnali tarati e la taratura avverrà mediante l'interpretazione delle figure di Lissajons L'oscillografo permetterà pure una valutazione della forma d'onda dei segnali generati.

Per le frequenze più alte la taratura potrà essere eseguita impiegando un frequenziometro ad eterodina ed ascoltando il battimento.

(Raoul Biancheri)

Evoluzione della Tecnica TV

(segue da pag. 481)

tecnici che si dedicano all'installazione ed in genere all'assistenza tecnica dei televisori presso la clientela, sono notevolmente migliorate in maggioranza. Ne consegue un importante miglioramento delle condizioni d'uso dei televisori a tutto vantaggio del risultato finale di sempre migliori ricezioni.

A questo proposito è doveroso porre in evidenza l'importanza, sovente fondamentale agli effetti finali delle ricezioni TV, del ruolo del quale sono investiti i tecnici commerciali a diretto contatto del pubblico. L'avvenire e la diffusione della TV dipendono, in notevole misura da questa schiera di tecnici misconosciuti, ma pur tanto influenti presso il telespettatore privato.

Ed è ad essi, e segnatamente ai migliori e più scrupolosi di essi, che oggi con l'inviare loro un caldo saluto, desidero additarli alla riconoscente attenzione di tutta la grande famiglia dei tecnici che collaborano in ogni campo alla complessa attività della nostra TV.

A. BANFI

Un cervello elettronico «emotivo»

Alla mostra della «Physical Society», svoltasi nel maggio scorso, l'attenzione del pubblico fu attirata sopratutto dall'«istruttore» elettronico e dal «cervello» elettronico Eucrates I. Il primo può insegnare ad un essere umano come ottenere un alto grado di abilità manuale, com'è richiesto in certe operazioni.

Il suo sistema di addestramento si svolge in maniera progressiva. Sul principio l'«istruttore» chiede delle cose richiedenti una semplice risposta, cosa che l'operatore umano fa premendo certi interruttori. Le domande si fanno sempre più difficili, a mano a mano che l'operatore diventa più abile. Insomma, questo «istruttore» presenta il vantaggio di «conoscere» l'abilità effettiva dell'allievo e quindi, di non insistere su cose nuove se manca una base sicura.

Il «cervello» elettronico Eucrates I rappresenta un notevole passo in avanti in questo genere di attrezzatura. Si tratta di un «cervello» che può «dimenticare» e che si direbbe conosca delle «emozioni» vere e proprie, di quelle che gli psicologhi connettono al condizionamento, ossia all'imparare d'istinto, con azioni riflesse, come i famosi cani del Pavlov. Alla mostra della «Physical Society» l'«istruttore» ed Eucrates I hanno «giocato» insieme. L'«istruttore» conosceva tutte le mosse. Eucrates I ha dovuto impararle. Una volta apprese le mosse, il «cervello» le ha ricordate. Inoltre, Eucrates I ha mostrato di saper prendere delle decisioni. Progredendo la dimostrazione, il «cervello» è divenuto sempre più rapido ed abile. Ad un certo punto ha cominciato ad agire troppo in fretta, commettendo degli errori. L'«istruttore» ha rallentato il proprio ritmo, di modo che Eucrates I ha potuto rimettersi sulla via giusta.

Seguendo un apposito pannello di controllo del «cervello», il pubblico ha potuto constatare com'esso diventasse «nervoso» o «avventato», in maniera analoga a quanto avviene negli esseri umani assoggettati alle stesse condizioni.

(u.b.)

Irregolarità monoscopio R.A.I.

Da un televisore installato in una località nei dintorni di Busto Arsizio è possibile ricevere sia l'emittente TV di M. Penice che l'emittente TV di Milano, passando dal «canale 1» al «canale 4» mediante la sola manovra del «selettore canali».

Il fatto curioso, notato anche da molti altri telespettatori della mia zona, è che il monoscopio che appare perfettamente rotondo ricevendo il Penice, presenta una gobba a sinistra ricevendo Milano. Cosa può essere l'origine di tale inconveniente? È da notarsi che se si corregge, coi relativi comandi previsti nel televisore, la linearità orizzontale del monoscopio di Milano, si trova poi schiacciato a sinistra il monoscopio del Penice.

Effettivamente tale inconveniente è stato già notato da numerosi telespettatori nonchè da laboratori di collaudo e servizio TV che si trovano nelle condizioni di ricevere le due emissioni.

La dissimmetria geometrica dei due monoscopi non può in alcun modo dipendere dai televisori, ma bensì da mancanza di linearità orizzontale di uno dei due monoscopi trasmessi dalla R.A.I.

Il dubbio «amletico» è di conoscere quale dei due monoscopi è perfettamente lineare, onde poter effettuare una corretta messa a punto della linearità dell'immagine.

L'unico consiglio che possiamo dare è di chiedere schiarimenti alla *R.A.I. - Direzione Tecnica TV - Via del Babuino - Roma.*

(*A.Ba.*)

Immagine non uniformemente luminosa.

Sullo schermo di un televisore l'immagine si forma perfettamente regolare salvo che circa un quarto dell'estremità destra del quadro è buia, quasi nera. Qual'è la causa e come rimediare all'inconveniente?

Evidentemente ogni riga d'analisi è soggetta ad una modulazione video periodica e sincrona che tende a ridurne la luminosità verso la fine dell'esplorazione (estremità destra del quadro).

Non si può pensare che ad una infiltrazione di alternata a 50 periodi in qualche punto del circuito rivelatore o video.

Tale infiltrazione potrebbe avvenire sul catodo di una valvola a causa di una perdita d'isolamento del filamento riscaldatore verso il catodo stesso, ovvero per insufficiente filtraggio dell'anodica a causa dell'apertura di un condensatore elettrolitico di filtro, cosa quest'ultima abbastanza frequente.

Non vi è altro quindi che provare dapprima la sostituzione della rivelatrice od ultima amplificatrice di media frequenza, e la amplificatrice video. Se il risultato di tali sostituzioni non è positivo ed il disturbo permane non vi è altro che provare, seguendo lo schema del televisore, a sostituire uno dei condensatori elettrolitici di filtro dell'anodica che alimenta i circuiti sopra accennati.

Vi potrebbe essere un'ultima, poco simpatica eventualità: la perdita di isolamento del filamento riscaldatore verso il catodo del tubo catodico.

In quest'ultimo caso non vi è null'altro da fare che sostituire il tubo catodico, cosa piuttosto costosa.

(*A.Ba.*)

Fasce luminose verticali sull'immagine.

Sul quadro di un televisore appaiono tre strisce verticali più chiare della luminosità media dell'immagine e maggiormente visibili quando manca la figura o questa è poco contrastata. Qual'è la causa e quali i rimedi di questo inconveniente?

La causa è la presenza di oscillazioni parassite od irregolarità del moto di scansione dello «spot» che ovviamente dovrebbe essere perfettamente uniforme nel suo moto da sinistra a destra pel tracciamento di ciascuna riga.

Per ridurre o cancellare questo inconveniente occorre agire sui circuiti della deflessione orizzontale. Anzitutto occorre provare a regolare il controllo interno (nucleo in ferrite) dell'oscillatore orizzontale, osservando contemporaneamente il risultato sullo schermo con un'immagine a contrasto minimo: le fasce verticali si sposteranno orizzontalmente e molto spesso si ottiene di ridurne grandemente la visibilità e le dimensioni.

Se questo tentativo fallisce, occorre allora intervenire sul circuito dello stadio finale orizzontale, provando dapprima a scollegare successivamente le bobine di linearità e d'ampiezza. Per porre fuori circuito la bobina di linearità è sufficiente cortocircuitarla con un pezzetto di filo, ben isolato per non prendere scosse sgradevoli. Se l'inconveniente dipende da una di tali bobine o da entrambe, si procurerà di «shuntare» per tentativi la bobina con un condensatore di varia capacità. Tener presente che ai capi della bobina d'ampiezza vi è una tensione di qualche migliaio di volt (creste): pertanto il condensatore di «shunt» deve essere opportunamente isolato.

Se anche con queste prove non si ottiene un risultato positivo, allora occorre intervenire nel funzionamento combinato della valvola amplificatrice e del diodo ricuperatore, modificando eccitazione e polarizzazione mediante variazione di alcune resistenze circuitali. È questa però una operazione delicata da eseguirsi in un laboratorio bene attrezzato con strumenti di misura adatti.

(*A.Ba.*)

Trappola ionica.

In un televisore che ha funzionato ottimamente per oltre 3 anni si è manifestata un ombra nera in un angolo dello schermo.

Tutti i tentativi effettuati sia spostando il magnetino della trappola ionica, sia i magneti di centraggio si sono dimostrati infruttuosi. Il tubo catodico, del tipo a focalizzazione elettrostatica appare assolutamente normale come luminosità e contrasto. Si chiede una spiegazione del fenomeno.

Per quanto molto raro, l'inconveniente accennato è tipico e si verifica nei tubi a focalizzazione elettrostatica muniti di un magnete per trappola ionica con campo magnetico insufficiente.

Il magnetino della trappola ionica, contrariamente all'opinione diffusa, è abbastanza critico come valore di campo.

Anzitutto in un tubo a focalizzazione magnetica il magnetino della trappola ionica deve possedere un campo maggiore di un identico magnetino in un tubo a focalizzazione elettrostatica.

Inoltre in un tubo a focalizzazione elettrostatica il valore del campo del magnetino della trappola ionica deve essere molto prossimo a quello fornito dal costruttore del tubo. Se tale campo è superiore ne deriva una distorsione dello «spot» sullo schermo con possibilità di perdita di definizione dell'immagine; se il campo è inferiore (come accade nel caso ora trattato, verificatosi probabilmente per magnetizzazione spontanea nei 3 anni d'uso del televisore) tende a diminuire la luminosità rende, il centraggio del pannello piuttosto critico e causa sovente l'ombra di mascheramento in un angolo del quadro.

Consigliamo pertanto di sostituire il magnetino della trappola con uno nuovo, regolandolo per la massima luminosità. Il centraggio del quadro deve essere unicamente effettuato con gli appositi magnetini circolari presso il giogo di deflessione.

(*A.Ba.*)

Linearità deflessione verticale.

In un televisore di recente acquisto si nota una differente spaziatura delle prime righe in alto del «raster» nei rispetti delle ultime in basso. Nonostante ogni tentativo effettuato con controlli di linearità verticale del televisore non è stato possibile ovviare all'inconveniente. Da cosa può dipendere?

L'inconveniente accusato è un fenomeno tipico che si verifica quando il moto di ritorno verticale dello «spot» non è correttamente regolato.

Il tempo minimo di ritorno è determinato dalla frequenza di risonanza delle bobine di deflessione ed organi associati.

Il tempo di ritorno più adatto deve essere più lungo di tale minimo e ciò si ottiene mediante un valore opportuno della resistenza di smorzamento.

Si noti che se viene usato un triodo come amplificatore verticale una parte della resistenza di smorzamento viene assunta dal triodo stesso.

Occorre regolare opportunamente il cosidetto «peaking» nella forma d'onda del segnale in griglia. Quando il «peaking» è correttamente regolato, la spaziatura delle prime righe superiori ed inferiori è praticamente uguale. Se le righe superiori sono più spaziate di quelle inferiori, è indizio di «peaking» eccessivo. Con un «peaking» insufficiente le prime righe superiori si impastano e si verifica anche un ripiegamento dell'estremità superiore del quadro.

(*A,Ba,*)

Variazioni dimensionali del quadro.

In un televisore in ottime condizioni di funzionamento, si nota l'inconveniente che in corrispondenza di forti volumi sonori, il quadro si restringe lievemente nelle due dimensioni, dando così luogo ad un fastidioso «respiro» con le variazioni sonore. Come si potrebbe ovviare a questo inconveniente?

Molto probabilmente, l'inconveniente accennato dipende dal fatto che per ragioni circuitali legate a determinati valori di tensioni anodiche da rispettarsi in certi punti singolari, si sfruttano cadute di tensione attraverso valvole in classe A della sezione audio del televisore. In tal caso quando un eccesso di suono fa entrare in distorsione una valvola in classe A, causando un aumento od una diminuzione della corrente

media permanente, viene a variare in corrispondenza anche la caduta e quindi la tensione anodica applicata ad altra parte del circuito del televisore, quale ad es. quella delle deflessioni verticale ed orizzontale (causando così le variazioni dimensionali del quadro).

Per ovviare a tale inconveniente è necessario apportare qualche modifica al circuito separando totalmente l'alimentazione anodica dalla sezione audio. (*A.Ba.*)

Interferenze TV.

Il mio trasmettitore per la gamma 28 MHz *genera notevoli interferenze sul canale televisivo* 1 (*Penice*). *Ho già provveduto a montare dei circuiti trappola sullo stadio finale e su quelli intermedi, nonchè a schermare e fugare a massa tutti i cavi di alimentazione. La TVI è stata notevolmente ridotta su tutti i canali, ma non su quello di M. Penice. Il trasmettitore usa un tubo* RK4D32 *finale ed antenna a dipolo alimentata con linea risonante. Come fare per eliminare il difetto?*

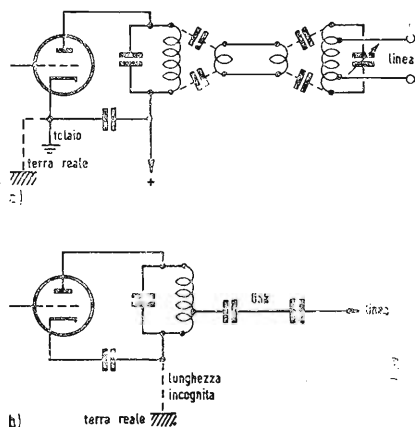



Fig. 1

La causa dell'inconveniente lamentato, stando a quanto è già stato fatto, è da ascriversi ad irradiazione di armoniche che passano dal finale all'antenna per via capacitiva.

Tali armoniche non vengono attenuate dall'accoppiatore di aereo, come invece avviene per quelle trasferite per accoppiamento induttivo.

La fig. 1*a* mostra un accoppiamento a link fra uno stadio finale ed una linea di alimentazione bifilare. Dato che l'induttanza di accoppiamento fra il tank finale e la linea di trasferimento (link) presenta una sua propria massa metallica, essa si comporta come una capacità fra il tank stesso ed il link; altrettanto avviene dall'altra parte, tra il link ed il circuito di sintonia di aereo.

L'energia a RF trasferita in tal maniera scorre attraverso il link e l'accoppiatore come attraverso un unico conduttore, e pertanto i circuiti accordati di sintonia d'antenna non presentano alcuna selettività nei suoi confronti. Benchè tali capacità siano piccole, esse rappresentano sempre un'ottima via di transito per le frequenze che ci interessano (40 ÷200 MHz).

Il trasferimento di energia per accoppiamento capacitivo viene considerevolmente ridotto prelevando la tensione a RF dal lato « freddo » del tank finale. Questo, nel caso di circuiti sbilanciati, è dato dall'estremo dell'induttanza del tank finale che è collegata al catodo (fig. 2*a*).

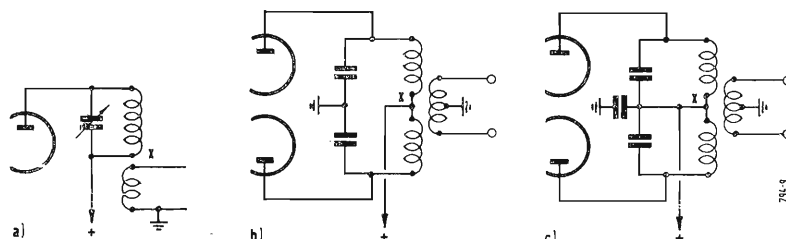



Fig. 2

Nei circuiti controfase usanti condensatori split-stator con rotore a massa, (fig. 2*b*), ambedue gli estremi dell'induttanza sono sotto tensione a RF, mentre il centro si trova a potenziale zero sia per la frequenza fondamentale che per le sue armoniche.

Se il centro dell'induttanza ed il rotore del variabile sono connessi a massa tramite un condensatore di blocco (fig. 2*c*), questo punto si trova a potenziale zero per tutte le frequenze, ma questa disposizione non è molto consigliabile, in quanto l'energia a frequenza armonica circola soltanto attraverso l'induttanza, incrementando il trasferimento di armoniche per via induttiva.

In tutti i casi l'induttanza di accoppiamento va collegata direttamente allo chassis per la via più breve (fig. 2). Se questa induttanza alimenta una linea bilanciata si metterà a massa il suo centro (fig. 2*b* e *c*), mentre nel caso di linea coassiale se ne metterà a massa un estremo (fig. 2*a*).

Alle frequenze più elevate (a partire dalla gamma 14 MHz) si può ulteriormente ridurre l'accoppiamento capacitivo tra stadio finale ed aereo ricorrendo ad un'induttanza di accoppiamento schermata, del tipo indicato in fig. 3. L'induttanza è costituita da uno spezzone di cavo coassiale ripiegato su se stesso in modo da formare una spira, il conduttore interno è connesso a quello esterno ad un'estremo della spira stessa.

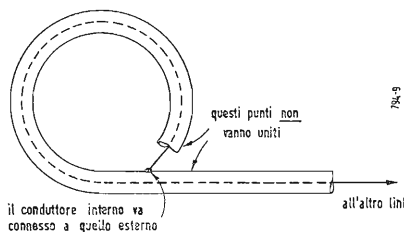



Fig. 3

In tal modo quest'ultimo si comporta come uno schermo non cortocircuitato intorno al conduttore interno. La calza del cavo coassiale va connessa direttamente a massa, e la schermatura non ha alcuna influenza sul trasferimento di energia per via induttiva.

Dato che la realizzazione costruttiva consente di ottenere una sola spira, questo sistema non può essere usato sulle bande di frequenza inferiore, ove una sola spira non sarebbe sufficiente ad ottenere un corretto accoppiamento. (*G.Bor.*)

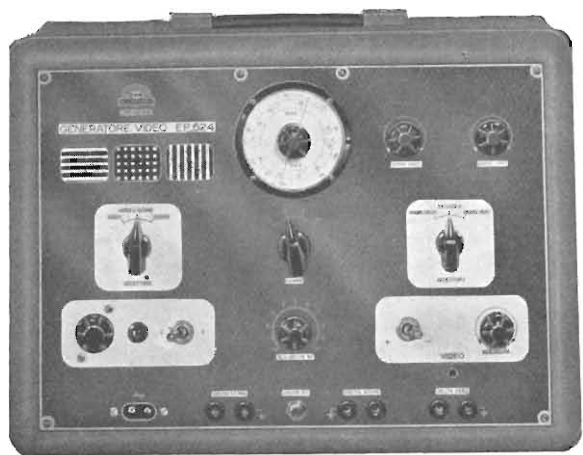
Caratteristiche di tubi.

Da Fontana Liri un abbonato ci scrive chiedendo notizie di un particolare indicatore di sintonia costruito dalla OPTA *durante l'ultimo conflitto nonchè, le caratteristiche del tubo* PE06/40.

Circa l'indicatore di sintonia non ci è stato possibile reperire alcun dato, per cui l'unica soluzione è quella di scrivere direttamente alla Casa costruttrice del tubo chiedendo notizie.

Per quanto riguarda il tubo PE06/40 eccone le caratteristiche:

Tensione di accensione	6,3	V
Corrente di accensione	1,3	A
Coeff. di amplif. g1 - g2	5,5	
Conduttanza mutua	4	mA/V
Dissipazione anodica massima	25	W
Dissipaz. di schermo massima	5	W
Corrente catodica massima	130	mA
Diametro massimo	51	mm
Altezza massima	134	mm
CONTROFASE CLASSE B AF (dati per 2 tubi)		
Tensione anodica	600	V
Tensione di schermo	300	V
Corr. anodica a segnale max	225	mA
Tensione continua di griglia	–45	V
Ampiezza tensione di eccitaz.	45	V
Potenza di eccitazione	0	W
Potenza di uscita	90	W
CLASSE C TELEGRAFIA RF		
Tensione anodica	600	V
Tensione di schermo	300	V
Corrente anodica	109	mA
Tensione continua di griglia	–75	V
Ampiezza tensione di eccitaz.	90	V
Potenza di eccitazione	0,2	W
Potenza di uscita	45	W
CLASSE B TELEFONIA RF		
Tensione anodica	600	V
Tensione di schermo	250	V
Corrente anodica	60	mA
Tensione continua di griglia	–40	V
Ampiezza tensione di eccitaz.	20	V
Potenza di eccitazione	0	W
Potenza di uscita	11	W
CLASSE C RF MODULAZIONE DI ANODO E SCHERMO		
Tensione anodica	500	V
Tensione di schermo	300	V
Corrente anodica	114	mA
Tensione continua di griglia	–75	V
Ampiezza tensione di eccitaz.	90	V
Potenza di eccitazione	0,1	W
Potenza modulante	30	W
Potenza di uscita	38	W

(*G.Bor.*)

Generatore Video EP 624

Il GENERATORE VIDEO EP 624 è una completa trasmittente televisiva in miniatura, che, con l'ausilio di un Oscilloscopio e di un Voltohmmetro elettronico (quale ad esempio il ns/ Voltoscopio GR 23), rende possibili l'osservazione ed il controllo accurato di tutte le tensioni e delle particolari e complesse forme d'onda esistenti nei diversi circuiti che compongono un ricevitore televisivo.

Il GENERATORE VIDEO EP 624 fornisce un segnale video di polarità positiva e negativa, completo di impulsi di sincronismo di riga e di quadro, aventi la frequenza, la forma e la durata stabilite dalle norme C.C.I.R.

Il segnale video vero e proprio è costituito da onde quadre regolabili di frequenza ed aventi tempi di salita brevissimi, che permettono di ottenere sullo schermo del televisore barre orizzontali, verticali ed il reticolo.

Un segnale di bassa frequenza a 400 Hz e di forma d'onda sinusoidale, da impiegarsi per il controllo dell'amplificatore finale di bassa frequenza del circuito suono, è disponibile ad una seconda uscita. Ad una terza uscita, che, come le altre due, fornisce un segnale ottenuto da una parte del circuito del generatore è disponibile un segnale avente frequenza di 5,5 MHz e modulato in frequenza a 400 Hz.

Ad una quarta ed ultima uscita è infine disponibile un segnale a R.F. di ampiezza e frequenza variabili con continuità, completo di portanti video e suono, modulate rispettivamente di ampiezza e di frequenza. Questo segnale riproduce esattamente le condizioni di funzionamento della trasmittente televisiva, permettendo il controllo completo e parziale del televisore in esame.

Particolari importanti di questa realizzazione sono le dimensioni ed il peso limitati dell'apparecchio, che lo rendono facilmente trasportabile per il servizio fuori sede, e l'alimentazione universale con cambiotensioni disposto sul pannello per poterlo adattare rapidamente a tutte le tensioni di rete.

SEGNALI DI SINCRONISMO: Secondo le norme del C.C.I.R.

IMPULSI DI SINCRONISMO ORIZZONTALE: 15.625 Hz, corrispondenti a 625 righe per quadro.

IMPULSI DI SINCRONISMO VERTICALE: 50 Hz, corrispondenti a 25 quadro/secondo.

MODULAZIONE VIDEO CON BARRE VERTICALI, ORIZZONTALI E RETICOLO: regol. con continuità.

USCITA VIDEO: circa 2 V. p.p. positivi e negativi. Regol. con continuità.

USCITA B.F.: a 400 Hz circa a 1 V. a circuito aperto.

USCITA 5.5. MHz: circa 100 mV modulati in frequenza a 400 Hz.

USCITA R.F.: circa 50 mV in tutto il campo di frequenza. Regol. con continuità.

CAMPO DI FREQUENZA DELL'OSCILLATORE DI PORTANTI: da 20 a 90 MHz e da 150 a 230 MHz.

STRUMENTI DI MISURA RADIOELETTRICI
O.H.M.
MILANO
ING. E. PONTREMOLI

Voltoscopio GR 23

Il VOLTOSCOPIO GR 23 riunisce in un unico complesso di peso e dimensioni limitate un Voltmetro, un Ohmetro, un Capacimetro ed un Oscilloscopio a larga banda. A prima vista il VOLTOSCOPIO GR 23 può sembrare una delle più o meno indovinate unioni di strumenti, ma, analizzando profondamente le necessità del tecnico ed in particolare del riparatore di apparecchi televisivi, apparirà evidente la necessità di disporre di un apparecchio che permetta sopratutto di osservare rapidamente tutte le forme d'onda particolari dei circuiti televisivi e misurarne contemporaneamente con precisione il valore da picco a picco per poterli comparare con la forma d'onda ed i valori riportati sulle istruzioni del televisore che vengono fornite dal fabbricante.

Questa prima utilizzazione del VOLTOSCOPIO GR 23 permette nella quasi totalità dei casi la localizzazione del guasto, che, come è risaputo, il più delle volte è da ricercarsi nei circuiti di sincronismo e di deflessione.

Amplificatori a larga banda garantiscono inoltre la perfetta riproduzione dei segnali video e degli impulsi di sincronismo trasmessi dalla stazione trasmittente televisiva o da un Generatore Video che sostituiscono la stessa (ns/ Generatore Video EP 624).

Il Voltohmmetro-capacimetro incorporato nel VOLTOSCOPIO GR 23 consente di eseguire tutte le misure di tensioni continue ed alternate, di resistenze e di capacità che possono essere richieste per la messa a punto e la riparazione di televisori. Il campo di misura può essere esteso fino a 30.000 Volt con l'impiego di un Puntale, partitore di tensione, fino a 300 MHz con l'impiego di un rivelatore esterno a cristallo.

VOLTOHMMETRO - CAPACIMETRO

TENS. C.C.: 1.5 - 15 - 150 - 1500 Volt. f.s. positive e negative rispetto a massa. Impedenza di ingresso: 11 MΩ in tutte le portate.

TENS. C.A.: 1.5 - 15 - 150 - 500 - 1500 Volt. efficaci f.s. per tensioni sinusoidali.

RESISTENZE: da 0 a 1000 MΩ in 5 portate. Valori di centro scala: 100 - 1000 - 10000 Ω - 0,1 - 10 MΩ.

CAPACITA': da100 pF a 1000 μF. Valori di centro scala: 500 pF - 50.000 pF - 0.5 μF - 50 μF.

OSCILLOSCOPIO - AMPLIFICATORE VERTICALE

BANDA LARGA: da 5 Hz a 5 MHz. SENSIBILITÀ: max 100 mV eff./cm.

BANDA STRETTA: da 5 Hz a 500 KHz. SENSIBILITÀ: max 10 mV eff./cm.

MISURA DI TENS. DA PICCO A PICCO: da 0,15 Volt a 1500 Volt. p.p.

CONTROLLO DI TARATURA dell'amplificatore verticale per la misura di tensioni da picco a picco di una qualsiasi forma d'onda mediante l'impiego dello strumento indicatore del Voltohmmetro elettronico.

OSCILLOSCOPIO - AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

RISPOSTA DI FREQUENZA: da 5 Hz a 500 KHz.

SENSIBILITÀ: max 300 mV eff./cm.

ASSE TEMPI: da 15 Hz a 30 KHz in 4 gamme. Soppressione della traccia di ritorno in tutto il campo di frequenza.

SINCRONIZZAZIONE: interna positiva, interna negativa, esterna e dalla rete.

E' possibile regolare la fase della tensione a frequenza di rete impiegata per la deviazione orizzontale.

---

s. r. l. APPARECCHI RADIOELETTRICI

MILANO VIA COLA DI RIENZO, 53a - TELEF. 47.40.60 - 47.41.05

ANALIZZATORE Mod. AN-28
sensibilità 5000 Ω V

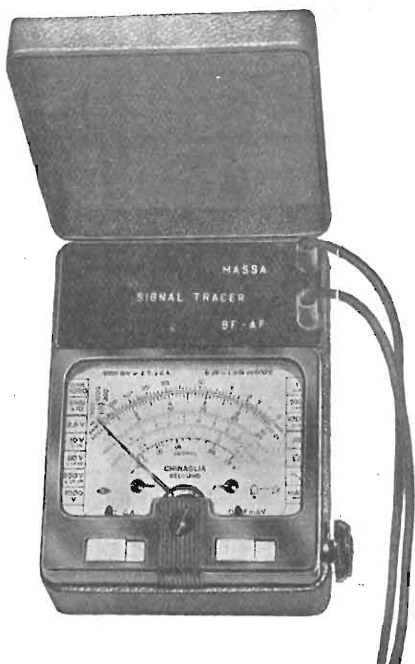
Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-119
sensibilità 10.000 Ω V

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-138
sensibilità 20.000 Ω V

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

MICROTESTER 22
con signal tracer

Dimensioni mm. 123 x 95 x 45

MICROTESTER Mod. 22
sensibilità 5000 Ω V

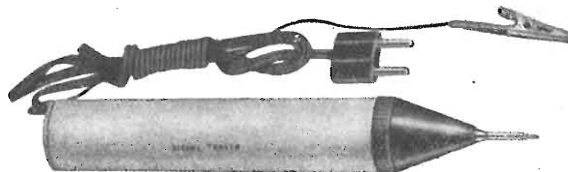
Dimensioni mm. 95 x 84 x 45

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE-102

Dimensioni mm. 140 x 115 x 63

PROVAVALVOLE
Mod. 560

Dimensioni mm. 245 x 305 x 115

PUNTALE
SIGNAL TRACER

Dimensioni diametro mm. 30 - Lunghezza mm. 180

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Tel. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 383371

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 « I C E » E MODELLO BREVETTATO 680 « I C E »

Sensibilità 5000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive essi **sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C.C. che in C.A. (5000 Ohms × Volt)
- **27 PORTATE DIFFERENTI**
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C. C. CHE IN C. A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO **100 «cento» megaohms!!!**).
- Strumento con ampia scala (mm. 83x55) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96 x 140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

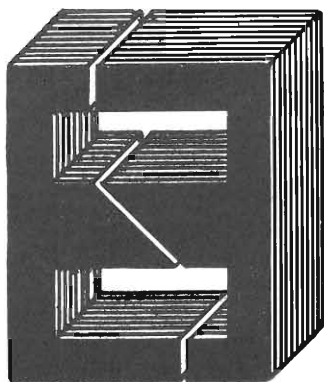
Tester modello 630	**L. 8.860!!!**
Tester modello 680	**L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. A richiesta astuccio in vinilpelle L. 480.

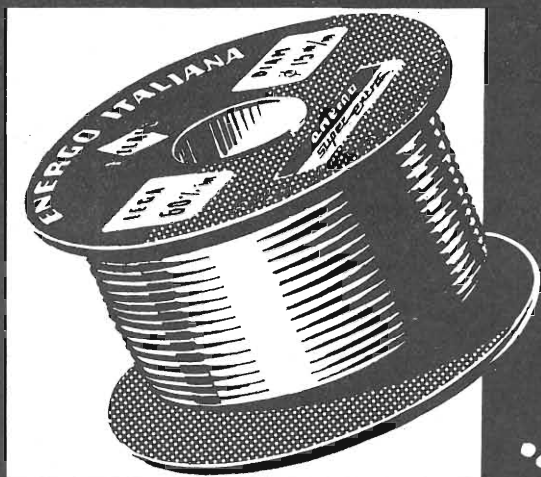
I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554-5-6

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO N. 14 - TELEFONO 280.647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

ENERGO ITALIANA MILANO VIA CARNIA 30 - TELEF. 287.166

FILO AUTOSALDANTE

3 anime deossidanti

resina esente da cloro

massima velocità di saldatura

sviluppo minimo di fumo

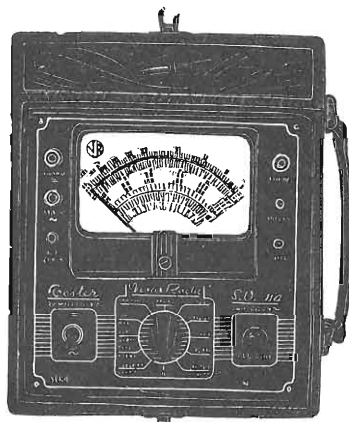
CONFORME ALLA NORMA
INGLESE M.O.S. DTD/598

non corrode la punta dei saldatori

VORAX RADIO - Viale Piave 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

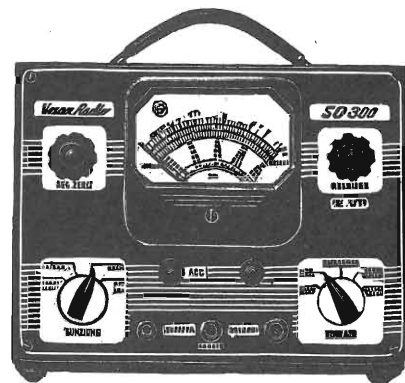
Minuterie viterie, pezzi staccati per la Radio e la Televisione **- Strumenti di misura**

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt

Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA

- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a + 55.

Dimensioni: mm. 240 × 210 × 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122

preciso, stabile

INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A	da 147	a 200	KHz	E	da	1,4	a	3,5	MHz
B	da 200	a 520	KHz	F	da	3,5	a	9	MHz
C	da 517,5	a 702	KHz	G	da	7	a	18	MHz
D	da 0,7	a 1,75	MHz	H	da	10,5	a	27	MHz

Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130
Peso netto: Kg. 4 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

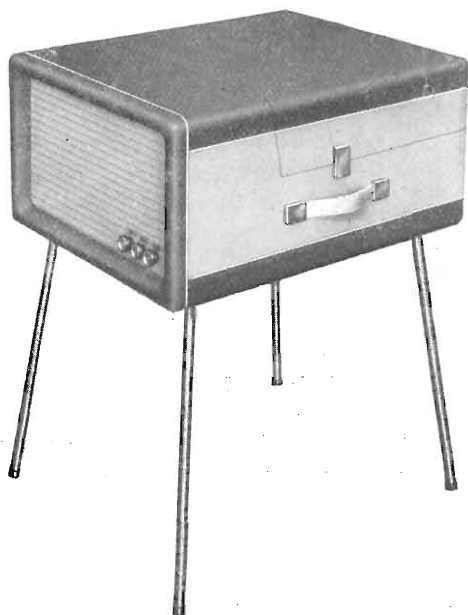
Listino provvisorio

Editrice IL ROSTRO

M I L A N O

Via Senato, 28 - Tel. 702.908 - 798.230

SCHEMARIO TV - 1ª serie 1954	L. 2.500
SCHEMARIO TV - 2ª serie 1955	» 2.500
SCHEMARIO TV - 3ª serie 1956	» 2.500
Ing. F. Simonini & C. Bellini **LE ANTENNE**	» 3.000
Ing. A. Nicolich **LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE**	» 3.300
A. V. J. Martin **COME SI RIPARA IL TELEVISORE**	» 1.300
M. Personali **RADIO E TELEVISIONE CON TUBI ELETTRONICI** in brossura	» 2.700
in tela	» 3.000
C. Favilla **GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV**	» 1.200
Ing. A. Nicolich **LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN**	» 500
Ing. G. Mannino Patanè **NUMERI COMPLESSI**	» 300
Ing. G. Mannino Patanè **ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA**	» 500
Ing. D. Pellegrino **BOBINE PER BASSA FREQUENZA**	» 500
G. A. Uglietti **I RADDRIZZATORI METALLICI**	» 700
E. Aisberg **LA TELEVISIONE? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA!**	» 1.100
Ing. M. Della Rocca **LA PIEZOELETTRICITA'**	» 400
O. L. Johansen **WORLD RADIO VALVE**	» 1.000
G. Termini **INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori**	» 500
A. Contorni **COME DEVO USARE IL TELEVISORE**	» 200
G. Coppa **LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI**	» 160
P. Soati **CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI**	» 200
P. Soati **METEOROLOGIA**	» 220
A. Pisciotta **TUBI A RAGGI CATODICI**	» 450
A. Pisciotta **PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE**	» 1.000

Valigie Amplificatrici

Supravox

munite dei famosi motori

Garrard

a tre e quattro velocità

Queste valigie sono caratterizzate da una qualità e potenza di riproduzione veramente eccezionali. Uno speciale amplificatore a due canali con equalizzatore permette la regolazione separata dei toni alti e bassi. Il combinatore di tensione, che agisce anche sul cambiadischi, permette di far funzionare la valigia con tensioni da 110 a 280 Volt.
Le valigie Supravox sono ricoperte in robusto tessuto Vinilpelle bicolore e munite di finiture di lusso in ottone massiccio.

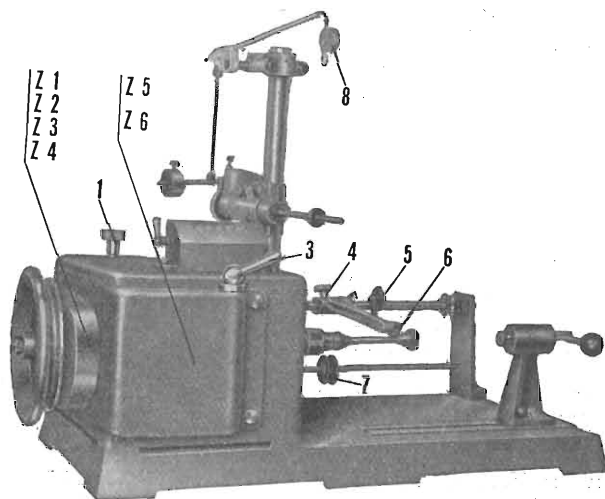
Tre tipi di valigie SUPRAVOX permettono la scelta del modello più idoneo.

Presso i migliori rivenditori

SIPREL - VIA FRATELLI GABBA, 1 - MILANO - TELEFONO 861.096 861.097

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 80.34.26

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo **MP2A.** Automatica a spire parallele per fili da **0.06** a **1.40 mm**

Tipo **MP 3** Automatica a spire parallele per fili da **0.05** a **2 mm**

Tipo **MP3M.4** o **M. 6** per bobinaggi **MULTIPLI**

Tipo **PV 4** Automatica a spire parallele e per fili fino **3 mm**

Tipo **PV 4M** Automatica per bobinaggi **MULTIPLI**

Tipo **P V 7** Automatica a spire incrociate - Altissima precisione - Differenza rapporti fino a **0.0003**

Tipo **A P 1** Semplice con riduttore - Da banco

PORTAROCCHE TIPI NUOVI

PER FILI **CAPILLARI** E **MEDI**

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - ARTI GRAFICHE E. MILLI - Viale Coni Zugna, 1

Registrazione sempre uniforme con il nastro magnetico KODAVOX!

La registrazione sonora con il nastro magnetico prodotto dalla Kodak - il KODAVOX - si produce *limpida* e *uniforme* in ogni condizione di lavoro e d'ambiente. Il rumore di fondo è praticamente nullo, l'effetto d'eco abolito, la cancellazione perfetta.

Il livello di uscita, ottenuto senza distorsione, è particolarmente alto, quindi: resa eccellente a tutti i livelli di registrazione.

L'uniformità di spessore dell'emulsione magnetica del Kodavox assicura una regolarità di audizione tale che le differenze di livello di lettura da un nastro all'altro non eccedono di 0,5 db.

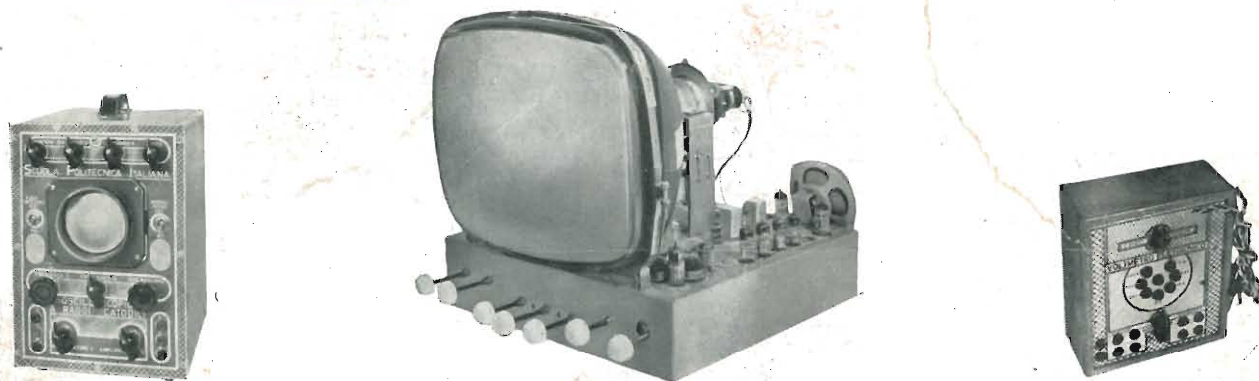
Kodak S.p.A

Milano, via V. Pisani 16

IL TECNICO TV GUADAGNA PIU' DI UN LAUREATO

I TECNICI TV IN ITALIA SONO POCHI, PERCIO' RICHIESTISSIMI

Siate dunque tra i primi: Specializzatevi in televisione, con un' ora giornaliera di facile studio e piccola spesa rateale

Lo studio è divertente perchè l'allievo esegue numerosissime esperienze e montaggi con i materiali che la Scuola **dona** durante il corso: con spesa irrisoria l'Allievo al termine de corso sarà proprietario di un **televisore da 17"** completo di **mobile,** di un **oscillografo** a **raggi catodici** e di un **voltmetro elettronico.**

Alcuni apparecchi costruiti con i materiali donati all'allievo del Corso TV

Lo studio è facile perchè la Scuola adotta per l'insegnamento il nuovissimo metodo pratico brevettato dei

FUMETTI TECNICI

Oltre 7.000 disegni con brevi didascalie svelano tutti i segreti della Tecnica TV, dai primi elementi di elettricità fino alla costruzione e riparazione dei più moderni Apparecchi Riceventi Televisivi.

ANCHE IL CORSO DI RADIOTECNICA È SVOLTO CON I FUMETTI TECNICI

In 4.600 disegni è illustrata la teoria e la pratica delle Radioriparazioni dalla Elettricità alle Applicazioni radioelettriche, dai principi di radiotecnica alla riparazione e costruzione di tutti i radioricevitori commerciali. La Scuola DONA una completa ATTREZZATURA per RADIORIPARATORE e inoltre: TESTER, PROVA-VALVOLE, OSCILLATORE MODULATO, RADIORICEVITORE SUPERETERODINA A 5 VALVOLE COMPLETO DI VALVOLE E MOBILE, ecc.

Alcuni apparecchi costruiti con i materiali donati all' allievo del Corso Radio

Altri corsi per RADIOTECNICO, ELETTRAUTO, MOTORISTA, DISEGNATORE, ELETTRICISTA, RADIOTELEGRAFISTA, CAPOMASTRO, SPECIALISTA MACCHINE UTENSILI, ecc.

Richiedete Bollettino «C» informativo gratuito indicando specialità prescelta alla SCUOLA POLITECNICA ITALIANA Viale Regina Margherita 294 - Roma - Istituto Autorizzato dal ministero della Pubblica Istruzione